

VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

Fakulta elektrotechniky
a komunikačních technologií

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

**FAKULTA ELEKTROTECHNIKY
A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ**

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV RADIOELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF RADIO ELECTRONICS

**LABORATORNÍ PŘÍPRAVEK PRO STUDIUM OSCILÁTORŮ
S POSTUPNĚ POSOUVANOU FÁZÍ**

PHASE SHIFTED HARMONIC OSCILLATORS FOR PRACTICAL EDUCATION

BAKALÁŘSKÁ PRÁCE

BACHELOR'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Marek Hudec

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

BRNO 2021

Bakalářská práce

bakalářský studijní program **Elektronika a komunikační technologie**

Ústav radioelektroniky

Student: Marek Hudec

ID: 203567

Ročník: 3

Akademický rok: 2020/21

NÁZEV TÉMATU:

Laboratorní přípravek pro studium oscilátorů s postupně posouvanou fází

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

Navrhněte realizace (klasickou s operačními zesilovači a nestandardní s moderním typem elektronicky říditelného aktivního prvku) oscilátorů pracujících na principu postupně posouvané fáze v pásmech do stovek kHz a to včetně stabilizace amplitud výstupních úrovní. Dvě realizace budou disponovat elektronickým přeladěním oscilačního kmitočtu. Jedno provedení bude umožňovat i plynulé nastavení hodnoty fázového posuvu mezi dvěma výstupními signály. V přípravku počítejte i se samostatným blokem říditelného fázovacího článku. Činnost navržených obvodů ověřte simulacemi včetně analýzy výrobního rozptylu parametrů.

Navrhněte DPS a předlohu panelu přípravku s vhodným rozložením připojovacích bodů a ovládacích prvků. Pamatujte na nutnost přístupu k zajímavým uzlům obvodu (pro pozorování vzájemných fázových posuvů signálů) a případné vysoko-impedanční uzly impedančně oddělte přes sledovače. Přípravek zkompletujte a ověřte výsledky předpokladů a simulací experimentálně. Připravte přehledný návod a doplňovací formulář.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] KARTCI, Aslihan, et al. Phase shift keying modulator design employing electronically controllable all-pass sections. Analog Integrated Circuits and Signal Processing [online]. 2016, 89(3), 781-800 [cit. 2019-05-14]. DOI: 10.1007/s10470-016-0771-8. ISSN 0925-1030.

[2] SOTNER, Roman, et al. Features of multi-loop structures with OTAs and adjustable current amplifier for second-order multiphase/quadrature oscillators. AEU - International Journal of Electronics and Communications [online]. 2015, 69(5), 814-822 [cit. 2019-05-14]. DOI: 10.1016/j.aeue.2015.01.012. ISSN 1434-8411.

Termín zadání: 8.2.2021

Termín odevzdání: 27.5.2021

Vedoucí práce: doc. Ing. Roman Šotner, Ph.D.

prof. Ing. Tomáš Kratochvíl, Ph.D.
předseda rady studijního programu

UPOZORNĚNÍ:

Autor bakalářské práce nesmí při vytváření bakalářské práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

V tejto práci sa venujem návrhu laboratórneho prípravku pre štúdium oscilátorov s postupne posúvanou fázou. V prvej časti práce sa nachádza teoretický rozbor danej problematiky. Laboratórny prípravok bude obsahovať dva typy zapojenia oscilátoru. Jedno zapojenie bude využívať operačný zosilňovač, ako zosilňovací prvok, spolu so spätnou väzbou tvorenou pasívnymi RC články. Ďalšie zapojenie bude z pozostávať z transkonduktorov. Pomocou nich bude tvorená spätná väzba a tiež invertujúci zosilňovač. V druhej časti sa venujem samotnému návrhu prípravku. Návrh zahŕňa konštrukčnú časť prípravku, výpočet potrebných parametrov súčiastok pre vznik oscilácií, simulácie jednotlivých zapojení s analýzou THD a analýzou výrobných rozptylov. Práca bude tiež zahŕňať návrh samostatného bloku fázovacieho článku. Výsledky simulácií budú overené experimentálne, na doske plošného spoja. V poslednej časti sa venujem zhodnoteniu teoretických, simulačných a praktických výsledkov a ich vzájomnému porovnaniu.

Kľúčové slová

Oscilátor, frekvencia, zosilňovač, fáza, transkonduktancia, spätná väzba, transkonduktor

Abstract

This thesis focuses on designing a laboratory preparation for the study of phase-shift oscillators. The first part of the thesis comprises a theoretical discussion regarding the given problem. The laboratory preparation will include two types of oscillator circuits. An operational amplifier will be used as the amplifying element together with an RC feedback loop in one type of circuit whilst the other type will consist of operational transconductance amplifier employed as inverting amplifiers and generating feedback. The second part of the thesis includes the actual design of the preparation. The design process covers construction stage of the preparation, calculation of the component parameters necessary for oscillation to occur, simulations of the individual circuits along with THD analysis as well as with analysis of manufacturing variances. The second part of the thesis also contains the design of a separate block of all-pass filter. The simulation results will be verified experimentally, on a printed circuit board. In the last part of the thesis, I will evaluate and intercompare the theoretical, simulation and practical results.

Keywords

Oscillator, frequency, amplifier, phase, transconductance, feedback, OTA

Bibliografická citácia

HUDEEC, Marek. *Laboratorní přípravek pro studium oscilátorů s postupně posouvanou fází* [online]. Brno, 2021 [cit. 2021-05-25]. Dostupné

z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/134785>. Bakalářská práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav radioelektroniky. Vedoucí práce Doc. Ing. Roman Šotner. Phd.

Prehlásenie autora o pôvodnosti diela

Meno a priezvisko študenta: *Marek Hudec*

VUT ID študenta: *203567*

Typ práce: *Bakalárska práca*

Akademický rok: *2020/21*

Téma závěrečnéj práce: *Laboratorní přípravek pro studium
oscilátorů s postupně posouvanou fází*

Prehlasujem, že svoju záverečnú prácu som vypracoval samostatne pod vedením vedúcej / ho záverečnej práce a s použitím odbornej literatúry a ďalších informačných zdrojov, ktoré sú všetky citované v práci a uvedené v zozname literatúry na konci práce.

Ako autor uvedenej záverečnej práce ďalej prehlasujem, že v súvislosti s vytvorením tejto záverečnej práce som neporušil autorské práva tretích osôb, najmä som nezasiahol nedovoleným spôsobom do cudzích autorských práv osobnostných a som si plne vedomý následkov porušenia ustanovenia § 11 a nasledujúcich autorského zákona č. 121 / 2000 Sb., vrátane možných trestnoprávných dôsledkov vyplývajúcich z ustanovenia časti druhej, hlavy VI. diel 4 Trestného zákonníka č. 40/2009 Zb.

V Dubnici n/V dňa: 25. mája 2021

podpis autora

Pod'akovanie

Ďakujem vedúcemu semestrálnej práce Doc. Ing. Romanovi Šotnerovi, Phd. za účinnú metodickú, pedagogickú a odbornú pomoc a ďalšie cenné rady pri spracovaní mojej semestrálnej práce. Taktiež ďakujem môjmu otcovi za pomoc pri výrobe plošných spojov a mechanických častí.

V Dubnici n/V dňa: 25. mája 2021

.....
podpis autora

Obsah

ÚVOD	9
1. TEÓRIA OSCILÁTOROV S POSÚVANOU FÁZOU	10
1.1 OSCILÁTOR VŠEOBECNE	10
1.1.1 RC oscilátor s postupne posúvanou fázou.....	11
1.2 RC OSCILÁTOR S VYUŽITÍM MODERNÝCH ELEKTRONICKY PRELADITEĽNÝCH PRVKOV	12
1.2.1 Transkonduktor.....	12
1.2.2 Integrátor s OTA.....	12
1.2.3 RC oscilátor s transkonduktormi	13
1.3 FÁZOVACÍ ČLÁNOK	14
2. NÁVRH LABORATÓRNEHO PRÍPRAVKU	15
2.1 PRAKTICKÁ REALIZÁCIA PRÍPRAVKU.....	15
2.2 ANALÝZA OBVODOVÝCH ZAPOJENÍ	16
2.2.1 Oscilátor s operačným zesilňovačom.....	16
Experimentálne overenie simulácií	20
2.2.2 Zapojenie s OTA	20
2.2.3 Fázovací článok	23
3. ZÁVER.....	25

Zoznam obrázkov

Obr. 1-1 Zapojenie so spätnou väzbou.....	10
Obr. 1-2 RC oscilátor s postupne posúvanou fázou.....	11
Obr. 1-3 Integrátor - a) bezstratový b) stratový	12
Obr. 1-4 Princípiálne zapojenie s OTA.....	13
Obr. 1-5 Fázovací článok.....	14
Obr. 2-1 Čelný panel prípravku	15
Obr. 2-2 Doska plošného spoja.....	16
Obr. 2-3 Reálna schéma zapojenia oscilátoru s OZ	17
Obr. 2-4 Schéma zapojenia oscilátoru s OTA.....	21
Obr. 2-5 Schéma fázovacieho článku	24
Obr. 3-1 Časový priebeh oscilátoru s OTA(žltá – OUT , modrá – F1, fialová – F2, zelená -INV ,označenie podľa Obr. 2-4).....	29
Obr. 3-2 Časový priebeh oscilátoru s OZ (žltá – OUT , modrá – F1, fialová – F2, zelená -F3 ,označenie podľa Obr. 2-3	29
Obr. 3-3 Časový priebeh fázovacieho článku	30
Obr. 3-4 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OZ – meraná.....	31
Obr. 3-5 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OZ – simulovaná	31
Obr. 3-6 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OTA – meraná.....	32
Obr. 3-7 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OTA – simulovaná	32
Obr. 3-8 Závislosť výstupných úrovní od frekvencie f_0 – meraná	33
Obr. 3-9 Závislosť výstupných úrovní od frekvencie f_0 – simulovaná.....	33
Obr. 3-10 Závislosť výstupných úrovní od frekvencie f_0 – meraná	34
Obr. 3-11 Závislosť výstupných úrovní od frekvencie f_0 – simulovaná.....	34
Obr. 3-12 Závislosť THD od frekvencie f_0 - meraná	35
Obr. 3-13 Závislosť THD od frekvencie f_0 - simulovaná.....	35
Obr. 3-14 Závislosť THD od frekvencie f_0	36
Obr. 3-15 Fázová charakteristika – meranie ($U_c = 0V$, $U_{in\ max}=1V$).....	37
Obr. 3-16 Fázová charakteristika - simulácia($U_c = 0V$, $U_{in\ max}=1V$)	37
Obr. 3-17 Závislosť fázy výstupného signálu od riadiaceho napätia U_c	38
Obr. 3-18 Závislosť fázy výstupného signálu od riadiaceho napätia U_c	38
Obr. 3-19 Tolerančná analýza oscilátoru s OZ	39
Obr. 3-20 Tolerančná analýza oscilátoru s OTA	39

ÚVOD

V tejto bakalárskej práci sa venujem návrhu laboratórneho prípravku pre výučbu analógových obvodov. Prípravok je zameraný na štúdium oscilátorov, ktoré pracujú na princípe postupného posuvu fázy signálu v spätnej väzbe. Taktiež sa v prípravku bude vyskytovať samostatný blok fázovacieho článku.

Jedno zapojenie oscilátoru bude zostavené pomocou RC členov a operačných zosilňovačov, druhý oscilátor bude zostavený pomocou moderných elektronicky riaditeľných prvkov – transkonduktorov ktoré nahradia pasívne RC členy v spätnej väzbe oscilátoru.

Na začiatku práce sa venujem teórii oscilátorov, kde je vysvetlené, akým spôsobom oscilátor funguje a aké treba zabezpečiť podmienky, aby v obvode vznikli netlmené kmity.

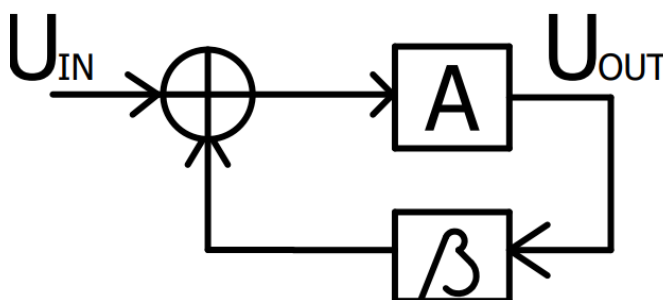
Ďalej je popísaný samotný návrh zapojení. Ako prvý je rozobraný návrh oscilátora s klasickým operačným zosilňovačom a pasívnymi RC článkami. Popísaný je výpočet hodnôt súčiastok pre splnenie podmienok kmitania. Následne sú teoretické výpočty overené pomocou simulácií v simulátore MicroCap 12. Poslednú časť návrhu tvorí praktická realizácia obvodu a experimentálne overenie simulovaného zapojenia.

Rovnaký postup návrhu je zvolený aj pri druhom oscilátore. V tomto zapojení pôjde o ukážku plynulej elektronickej preladiťelnosti oscilačnej frekvencie. Táto časť obsahuje taktiež výpočet hodnôt súčiastok tak, aby boli splnené oscilačné podmienky. Posledný bude návrh fázovacieho článku, ktorý bude opäť využívať OTA. Okrem návrhových vzťahov pre oscilačnú podmienku a frekvenciu, obsahujú prílohy aj ukážky priebehov výstupných napätí navrhnutých oscilátorov, získané pomocou simulátoru MicroCap 12. Taktiež je analyzované skreslenie a stabilizácia amplitúdy výstupných úrovní. Teoretické výsledky sú porovnané s experimentálnymi hodnotami meranými na plošnom spoji. Posledná časť je záver práce, kde sú zhodnotené výsledky práce a dosiahnuté požiadavky vyplývajúce zo zadania.

1. TEÓRIA OSCILÁTOROV S POSÚVANOU FÁZOU

1.1 Oscilátor všeobecne

Oscilátor je elektronické zariadenie používané na generovanie harmonických kmitov. Princíp oscilátoru tvorí spätnoväzobné zapojenie zosilňovača v bloku zosilnenia A a frekvenčne selektívneho bloku spätnej väzby β , ako je ukázané na Obr. 1-1



Obr. 1-1 Zapojenie so spätnou väzbou

Signál privedený na vstup je v bloku A zosilnený aktívnym prvkom a následne privedený opäť na vstup, cez blok β , v ktorom nastáva útlm a fázový posun výstupného signálu.

Pri oscilátoroch je spätná väzba tvorená v nezjednodušenom princípe pasívnymi súčiastkami – kondenzátormi C a rezistormi R . Oscilátor tak kmitá s harmonickými kmitmi s konštantnou amplitúdou a frekvenciou. Na to, aby sa oscilátor rozkmital však musia byť splnené dve podmienky. Amplitúdová podmienka má tvar:

$$\beta \cdot A = 1 [-] , \quad (1.1)$$

, ktorá hovorí, že zosilnenie v bloku A a útlm v bloku β musí byť rovno jednej. Súčasne musí byť splnená fázová podmienka:

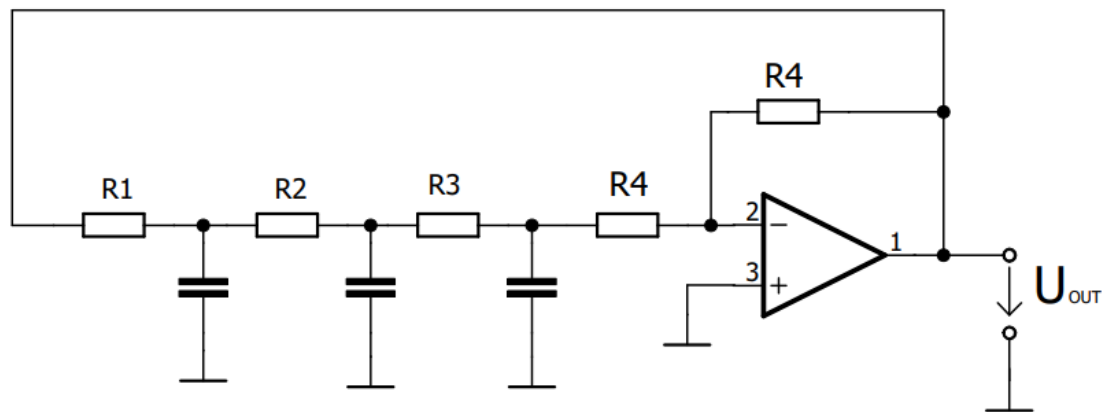
$$\varphi_A + \varphi_\beta = 2 \cdot k \cdot \pi [^\circ] \quad k = 0,1,2,3 \dots, \quad (1.2)$$

, ktorá vyjadruje vzťah medzi fázovými posuvmi na výstupoch spätnej väzby a zosilňovača, ktoré musia nadobúdať v súčte celočíselné násobky periódy.

1.1.1 RC oscilátor s postupne posúvanou fázou

U tohto typu oscilátoru sa využíva invertujúce zapojenie zosilňovača a kaskádne zapojenie RC článkov prvého rádu [1].

Na vstup OZ je privádzaný signál, ktorý je následne zosilnený a fázovo posunutý o 180 stupňov. Z výstupu OZ je signál pripojený na záťaž (ak je pripojená), a zároveň je privádzaný na vstup spätnej väzby tvorenej kaskádou trojice RC článkov typu hornej alebo dolnej priepuste. Každý článok fázovo posunie signál o 60 stupňov, čo v sume s posuvom zosilňovača dáva celočíselný násobok 2π a tým je splnená fázová podmienka kmitania. Amplitúdovú podmienku zaisťuje zosilňovač s vhodne nastaveným zosilnením tak, aby kompenzoval útlm RC článkov. Principiálne zapojenie je na Obr. 1-2



Obr. 1-2 RC oscilátor s postupne posúvanou fázou

Pri splnení oscilačných podmienok bude oscilátor kmitať iba na jednej frekvencii, ideálne s konštantnou amplitúdou **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.** . Reálne sa nepodarí tieto podmienky splniť natoľko presne. Zosilnenie kompenzujúce straty býva mierne väčšie, či nižšie než predpokladá teória v dôsledku použitých reálnych súčiastok s parazitnými vlastnosťami, a taktiež vplyvom výrobných tolerancií prvkov. Taktiež je nutné vyberať súčiastky z výrobných rad. Pre tieto skutočnosti nebýva ani oscilačná frekvencia presne podľa teórie.

V praxi často požadujeme zmenu frekvencie. Preladenie frekvencie v tomto zapojení si vyžaduje súčasnú zmenu odporu všetkých troch rezistorov vo všetkých troch sekciách, alebo kapacity kondenzátorov, čo sa realizuje veľmi ťažko.

Preto ide pasívny spätnoväzobný obvod nahradiť modernými aktívnymi prvkami z kategórie operačných zosilňovačov – transkonduktormi (OTA) a tie jednoduché ladenie umožňujú, ako bude ďalej ukázané.

1.2 RC oscilátor s využitím moderných elektronicky preladiteľných prvkov

Modernými, elektronický preladiteľnými prvkami rozumieme súčiastky, ktorým dokážeme nastavovať ich charakteristické parametre zmenou DC napätia alebo prúdu v obvode. [1] V dnešnej dobe sa takéto súčiastky používajú v zapojeniach, kde treba meniť obvodové parametre ako sú na príklad zosilnenie, činiteľ akosti, frekvencia, impedancia a pod., bez toho aby sme museli nejakým spôsobom mechanicky zasahovať do konštrukcie a zapojenia obvodu. Príkladom takéhoto prvku používaného napríklad vo filtroch alebo oscilátoroch je operačný transkonduktančný zosilňovač.

1.2.1 Transkonduktor

Prvok označený ako Operation transconductance amplifier (OTA) [2] je typ zosilňovača s prúdovým výstupom a napäťovým diferenčným vstupom. Jeho charakteristickým parametrom je transkonduktancia g_m :

$$g_m = 19,2 \cdot I_{set} = 19,2 \cdot \frac{U_C + U_{cc} - 1,4}{R_m} [S], \quad (1.3)$$

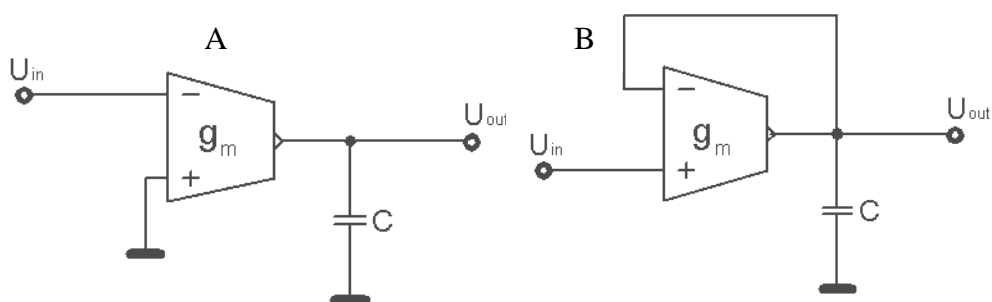
kde U_{cc} je kladné napájacie napätie, U_c je riadiace napätie OTA a R_m je zrážací odpor pre nastavovací prúd I_{set} . Po miernej modifikácii zapojenia je OTA aplikovateľný v obdobných zapojeniach ako klasický OZ (zosilňovač, invertor, fázovací článok...)

1.2.2 Integrátor s OTA

Pridaním uzemneného kondenzátora na výstup transkonduktora vznikne integrátor, ktorý je preladiteľný pomocou prúdu I_{set} . Podľa toho, či pracuje transkonduktor so spätnou väzbou alebo bez nej, spoznáme, či je integrátor stratový alebo bezstratový[2].

Bezstratový integrátor má jeden vstup uzemnený. Prenos má tvar dolnej priepuste, ale prenosová charakteristika je zhodná z frekvenčnou charakteristikou impedancie kondenzátora. Fázová charakteristika je konštantná s $+90$ alebo -90 stupňovým posuvom (v prípade bezstratového). OTA je zaťažovaný iba pridanou kapacitou a symbolický prenos bezstratového integrátora je daný vzťahom:

$$K_u(s) = -\frac{g_m}{sC} [-], \quad (1.4)$$



Obr. 1-3 Integrátor - a) bezstratový b) stratový

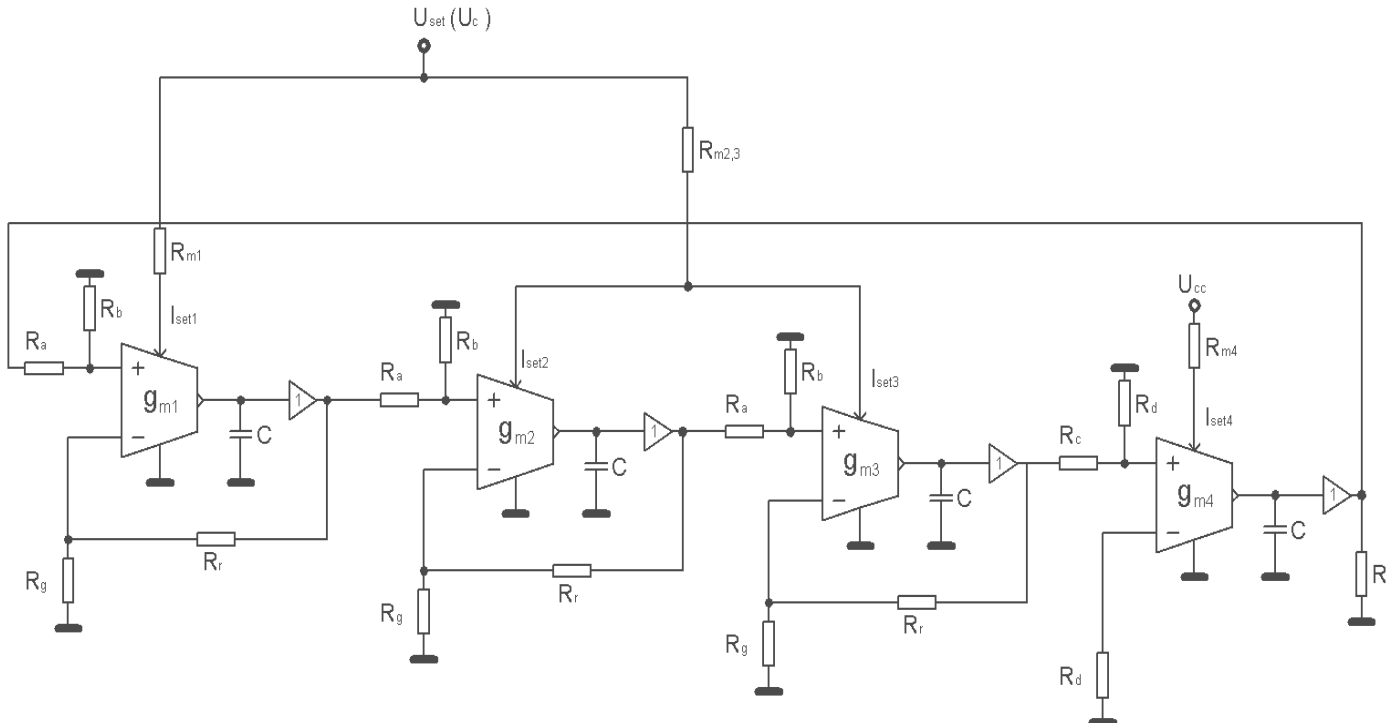
Stratový integrátor má zavedenú spätnú väzbu ako je vidieť na **Obr. 1-3**. Amplitúdová a fázová charakteristika tohto zapojenia je totožná s tou pre pasívny dvojbran typu dolnej priepuste podobne ako je RC – integračný člen [3]. Výhodou oproti pasívnemu dvojbranu však je zosilnenie výstupného signálu nad úroveň vstupného signálu a súčasne zmena strmosti fázovej charakteristiky, ako je vidieť zo vzťahu:

$$K_u(s) = \frac{g_m}{sC + g_m} [-], \quad (1.5)$$

Tieto vlastnosti sú výhodné z hľadiska návrhu riadeného oscilátoru. Stratovým integrátorom môžeme nahradiť pasívny integračný člen spätnej väzby a zaistiť tak plynulé elektronické riadenie

1.2.3 RC oscilátor s transkonduktormi

Vyššie popísané výhody stratového integrátora nám umožňujú plynulú preladiťnosť oscilačnej frekvencie v určitom frekvenčnom rozsahu. Ten je daný najmä tranzitnou frekvenciou OTA, pri ktorej sa už začínajú prejavovať parazitné vlastnosti integrovaného obvodu a zosilňovač stráca svoje zosilňovacie schopnosti. Principiálne zapojenie je na **Obr. 1-4**



Obr. 1-4 Principiálne zapojenie s OTA

1.3 Fázovací článok

Fázovací článok je typ aktívneho alebo pasívneho dvojbranu, ktorý má jednotkový prenos. Jeho amplitúdová charakteristika je konštantná v závislosti od frekvencie, ale fázová charakteristika sa mení [3].

Principiálne zapojenie fázovacieho článku je na **Obr. 1-5**. Na obrázku je vidieť, že zapojenie pozostáva z integračného článku a aktívneho prvku, v tomto prípade OZ.

Prenos takéhoto zapojenia je

$$K_u(s) = \frac{1-sRC}{1+sRC} [-], \quad (1.6)$$

Prenosová funkcia po substitúcií $s = j\omega$ sa dá zapísať aj v tvare

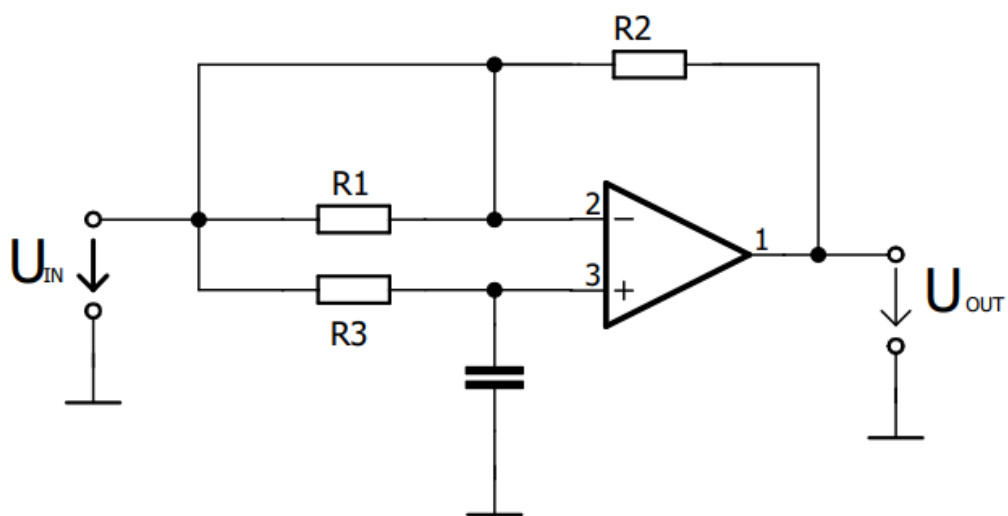
$$K_u = |K_u| \cdot e^{j\varphi}, \quad (1.7)$$

následne ako

$$K_u(j\omega) = 1 \cdot e^{(-2 \arctg(\omega RC))j} [-], \quad (1.8)$$

Kde imaginárny člen vyjadruje fázovú charakteristiku článku. Z vlastnosti funkcie $\arctg(x)$ a znamienka mínus vyplýva, že fáza výstupného signálu by sa mala v meniť v rozsahu 0 až -180° .

Plynulú zmenu fázy dosiahneme pri zapojení stratového integrátora s OTA k operačnému zosilňovaču, nastavovaním hodnoty g_m .



Obr. 1-5 Fázovací článok

2. NÁVRH LABORATÓRNEHO PRÍPRAVKU

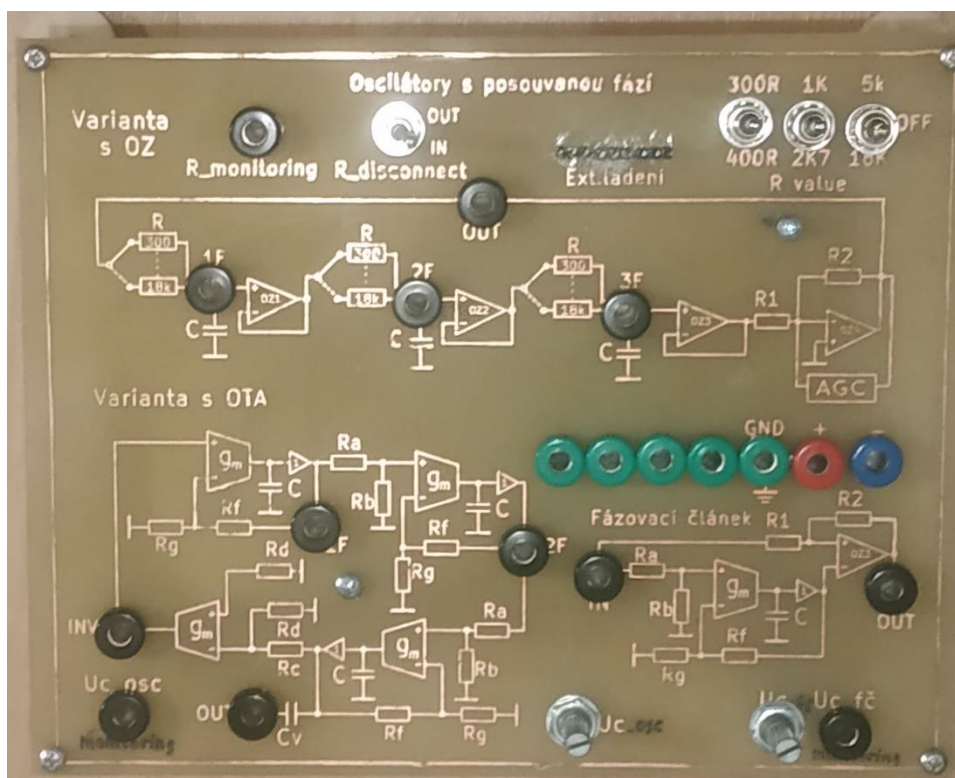
2.1 Praktická realizácia prípravku

Prípravok tvorí čelný panel a plošný spoj s elektronikou. Čelný panel je vyrobený z jednostranného plošného spoja, podľa spôsobu prípravkov v laboratóriu. Sú na ňom vyleptané metódou nažehľovania toneru principiálne schémy zapojení.

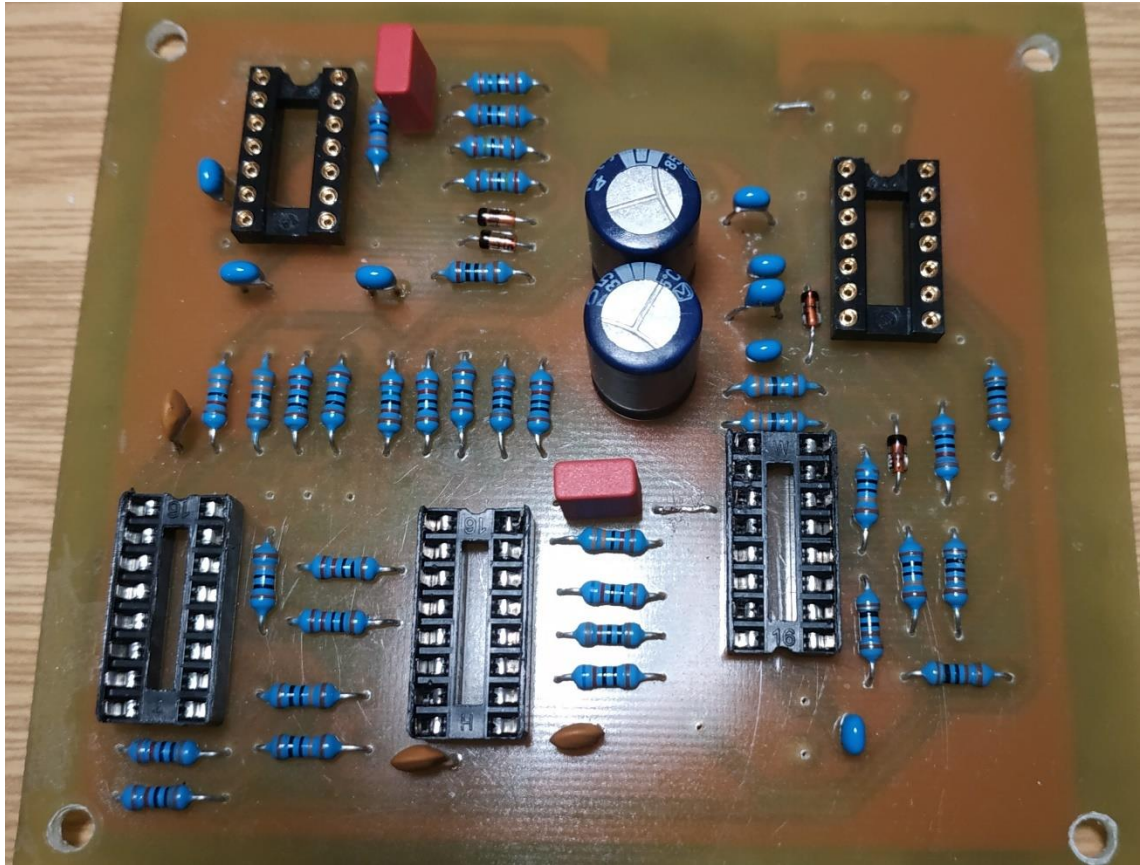
Na čelnom paneli sa nachádzajú banánikové svorky pre pripojenie osciloskopu a meracích prístrojov ku uzlom, v ktorých študenti môžu sledovať postupný posuv fáze v oscilátoroch. Svorky sú rozmiestnené intuitívne tak, aby bolo jasné, k čomu je merací prístroj pripojený.

V prípravku som pre preladovanie frekvencie oscilátoru s OZ použil systém prepínačov typu ON-OFF-ON, ktoré majú tri spriahnuté obvody. Jeden prepínač vždy zapojí do obvodu tri rezistory rovnakej hodnoty naraz. Tým sa zachová časová konštanta RC článkov všetkých troch sekcií. Jeden prepínač tohto typu je obmedzený teda len na dve hodnoty odporov, pretože v jednom obvode prepína len medzi dvoma kontaktami. Frekvencia sa tak mení skokovo, pričom počet hodnôt je závislý na počte prepínačov. Na paneli sú vyvedené aj konektory lámacej lišty, na ktoré sa dá pripojiť v prípade potreby protikusom iný typ odporu, ktorým sa môže ladiť oscilátor s OZ, namiesto prepínačov. Frekvencia oscilátoru s OTA sa ladí pomocou potenciometra a taktiež aj fázový posuv u fázovacieho článku. Taktiež sa tam nachádzajú výstupy pre meranie riadiaceho napätia transkonduktorov.

Napájanie panelu je symetrické, $\pm 15V$ a GND. Prípravok obsahuje na vstupe napájania diódy, pre prípad prepólovania napájacích svoriek a ochranné rezistory na celkové obmedzenie prúdu prípravkom.



Obr. 2-1 Čelný panel prípravku



Obr. 2-2 Doska plošného spoja

2.2 Analýza obvodových zapojení

2.2.1 Oscilátor s operačným zosilňovačom

Ako prvý som zvolil návrh oscilátoru, kde spätnú väzbu tvoria pasívne integračné RC články a ako zosilňovač je použitý operačný zosilňovač. Principiálne zapojenie je na Obr. 1-2.

Pri splnení oscilačných podmienok sa oscilátor rozkmitá, ale amplitúda kmitov často nemá konštantnú úroveň a exponenciálne sa zväčšuje, dokým nedosiahne úroveň napájacieho napätia [7]. V takom prípade sa buď trvalo zasaturuje na hodnote napájacieho napätia, alebo bude amplitúda orezaná a z harmonického oscilátoru sa stane generátor pravouhlého signálu.

Preto je tiež v návrhu použitý obvod stabilizácie amplitúdy zapojený ako druhá spätná väzba. Tento obvod kontroluje výstupnú úroveň a podľa nej reguluje zosilnenie tak, aby bola zachovaná konštantná amplitúda kmitov, obzvlášť pri ladení.

Obvod je v princípe zložený z dvoch usmerňovacích alebo stabilizačných diód zapojených antiparalelne, ktoré tvoria limitér výstupného napätia.

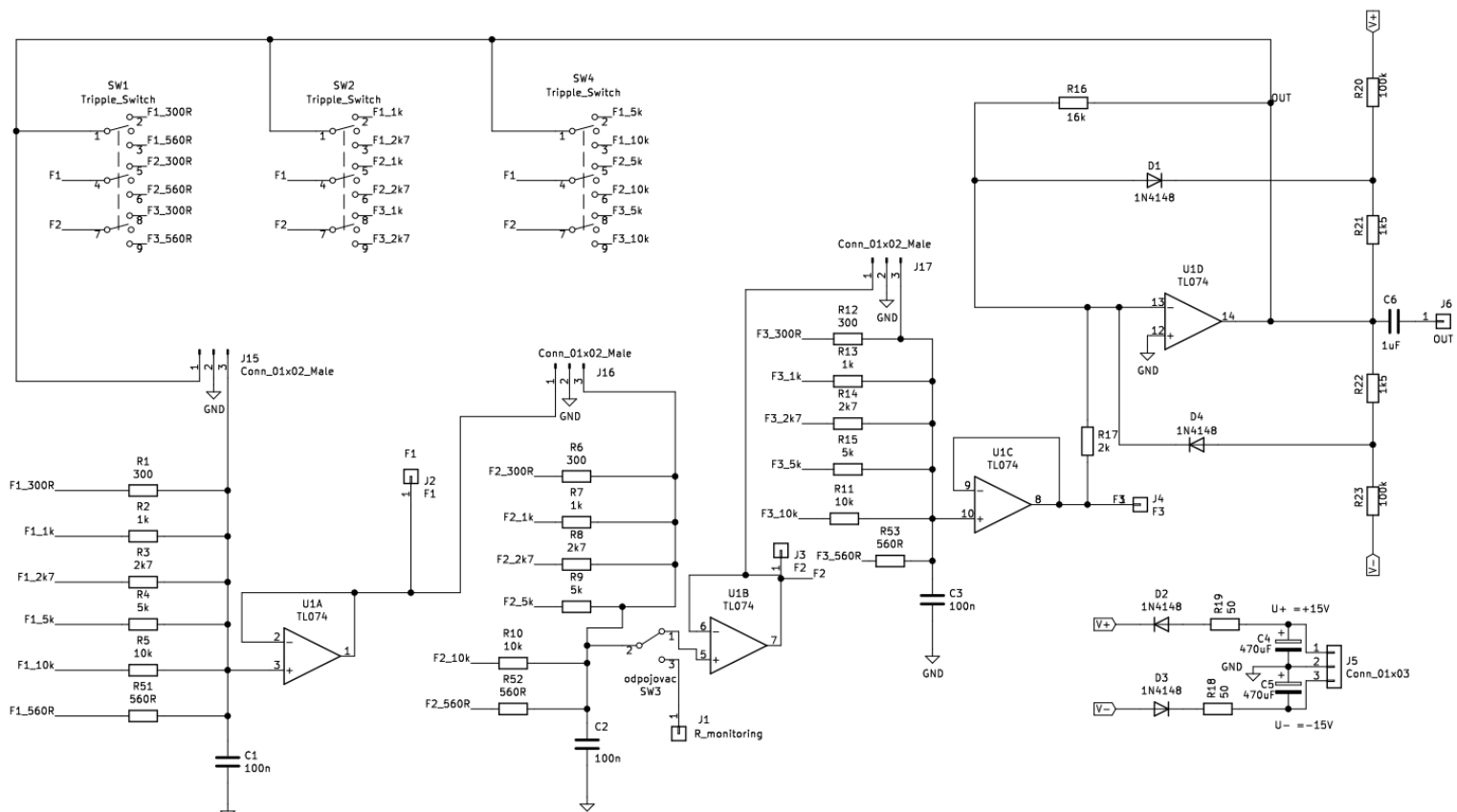
Ak napätie na výstupe oscilátora vzrastie na takú hodnotu, že voči napätiu na vstupe dosiahne prahovú úroveň diód, dióda D_1 alebo D_2 sa otvorí v závislosti od polarít signálu a premostí rezistor R_3 [7]. Tým klesne odpor spätnej väzby a zníži sa zosilnenie, čo má za následok pokles amplitúdy kmitov. Pretože prahová úroveň diód je okolo 0,7V, sú k diódam pridané do série ešte rezistory, ktoré vo výsledku zdvihujú úroveň, pri ktorej sa napätie stabilizuje

Pre návrh je potrebné zistiť hodnoty rezistorov R_1 a R_2 , pri ktorých sa oscilátor rozkmitá. Pre to treba spraviť teoretickú analýzu obvodu.

V každom RC člene vzniká útlm signálu so strmost'ou 20 dB/dek **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.** . Operačný zosilňovač má veľký vstupný odpor **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.** Vo výsledku sú úrovne signálu na výstupoch RC členov, ktoré sú zaujímavé z hľadiska posúvania fáz, v celku malé. Preto je vhodné jednotlivé uzly navzájom od seba impedančne oddeliť.

Impedančné oddelenie je tvorené napäťovými sledovačmi **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.** použitého OZ, ktoré zabezpečujú, že jednotlivé články sa navzájom nezaťažujú, a tým je celkový útlm spätnej väzby menší. To nám umožní použiť vo výsledku aj menšie zosilnenie invertora.

Ako vstup pre RC článok slúži neinvertujúci vstup OZ, a na invertujúci vstup je privedená priama kladná spätná väzba z výstupu. Takto zapojený OZ má napäťový prenos rovný jednej **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.** Napäťové sledovače sú taktiež tvorené OZ rovnakého typu ako invertor. Pre tento účel bol som zvolil integrovaný obvod TL074 **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.**, ktorý obsahuje práve 4 OZ, čo je presne počet odpovedajúci potrebám tohoto zapojenia. Zvolený IO je vhodný aj z hľadiska rozsahu napájacieho (+/-15V) napätia a dynamiky. Výsledné zapojenie je na Obr. 2-3



Obr. 2-3 Reálna schéma zapojenia oscilátora s OZ

Samotný návrh oscilátoru pozostáva z výpočtu hodnôt jednotlivých súčiastok a prípadne ich dimenzovania. Pri návrhu tohto oscilátoru je potreba zostaviť charakteristickú rovnicu obvodu **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov..** Tú dostaneme položením admitančnej matice rovno nule, alebo z Blackovho vzťahu, ktorý vyjadruje prenos systému so spätnou väzbou [4]:

$$K(\omega) = \frac{A}{1-\beta(\omega)A} [-], \quad (2.1)$$

kde člen $\beta(\omega)$ je blok spätnej väzby závislý na uhlovej frekvencii ω a A je zosilnenie, ktoré predpokladá vo frekvenčnom pásme využitia frekvenčnú nezávislosť.

Pre získanie charakteristickej rovnice položíme menovateľ vzťahu pre prenos obvodu rovný nule. Víde nám komplexná rovnica s tretím stupňom polynómu, pretože v obvode figurujú tri akumulčné prvky - kondenzátory. Pre vyjadrenie prenosu využijem program SNAP, ktorý zostaví charakteristickú rovnicu.

Charakteristická rovnica má tvar:

$$-\frac{R_4}{R_5} \frac{-1}{1+s(C_3R_3+C_2R_2+C_1R_1)+s^2(C_2C_3R_2R_3+C_1C_3R_1R_3+C_1C_2R_1R_2)+s^3(C_1C_2C_3R_1R_2R_3)} + 1 = 0, \quad (2.2)$$

Pre zjednodušenie výrazu uvažujeme, že sa hodnoty rezistorov a kondenzátorov rovnajú: $R_1 = R_2 = R_3 = R$ a $C_1 = C_2 = C_3 = C$. Po tomto zavedení rovnosti súčiastok nadobúda rovnica jednoduchší tvar:

$$\frac{R_4}{R_5 \cdot (1 + s3 \cdot (CR) + s^23 \cdot (C^2R^2) + s^3C^3R^3)} + 1 = 0. \quad (2.3)$$

Rovnica sa následne prevedie na spoločného menovateľa. Následne takto zostavenú charakteristickú rovnicu rozdelím na reálnu a imaginárnu časť a položí ich rovné nule:

$$\textbf{Im: } s3(CR)R_5 + s^3C^3R^3R_5 = 0, \quad (2.4)$$

$$\textbf{Re: } s^23(C^2R^2)R_5 + R_4 + R_5 = 0, \quad (2.5)$$

Následne som urobil substitúciu: $s = j\omega$,

$$\textbf{Im: } j\omega3(CR)R_5 + j\omega^3C^3R^3R_5 = 0, \quad (2.6)$$

$$\text{Re: } j\omega^2 3(C^2 R^2)R_5 + R_4 + R_5 = 0. \quad (2.7)$$

Po imaginárnej časti po vykrátení rovnice členmi j a R_5 a vyjadrení ω dostávame vzťah pre oscilačnú frekvenciu f_0

$$f_0 = \frac{\sqrt{3}}{2\pi RC} [\text{Hz}], \quad (2.8)$$

a z reálnej časti, po dosadení vzťahu (2.8) za f_0 a vykrátení členov, vyjadrím vzťah pre oscilačnú podmienku,

$$R_4 = 8 \cdot R_5 [-], \quad (2.9)$$

ktorá vyjadruje, akú hodnotu zosilnenia musí mať zosilňovač, aby sa prenos blížil k nekonečnu a oscilátor sa rozkmital.

Vzťah (2.9) sa dá previesť na tvar

$$8 = \frac{R_4}{R_5} [-], \quad (2.10)$$

ktorý keď porovnáme so vzťahom (2.11)

$$A = -\frac{R_1}{R_2} [-], \quad (2.11)$$

pre zosilnenie invertujúceho zosilňovača s OZ, dostávame hodnotu potrebného zosilnenia $A = -8$.

Jeden z rezistorov R_4 a R_5 môžeme ľubovoľne zvoliť a druhý dopočítať tak, aby vyšlo potrebné zosilnenie podľa vzťahu (18)

Po odvodení týchto vzťahov, som vypočítal frekvenciu f_0 pre zvolené hodnoty rezistorov v spätnej väzbe $R = 5\text{k}\Omega$ a kondenzátorov $C = 100\text{nF}$ podľa vzťahu (2.8)

$$f_0 = \frac{\sqrt{3}}{2\pi \cdot 5000 \cdot 100 \cdot 10^{-9}} = 551,3 \text{ Hz}$$

Pri výpočte frekvencie môžem zvoliť buď hodnotu rezistorov alebo hodnotu kondenzátorov a druhý člen dopočítať po odvodení zo vzťahu (19) na konkrétnu oscilačnú frekvenciu. Pri hodnotách kondenzátorov 100nF a hodnotách rezistorov $5\text{k}\Omega$ v spätnej väzbe vychádza oscilačná frekvencia podľa výpočtu **551,3 Hz**.

Teoretický výpočet som overil v simulátore. V simulácii bola zameraná frekvencia **551,05 Hz**, čo je hodnota veľmi blízka. Nepresnosť môže byť spôsobená výstupným odporom operačných zosilňovačov, ktorý je zahrnutý v modeli TL074.

Ako vyplýva z ladiacej charakteristiky na, zmena frekvencie je nelineárna, čo potvrdzuje vzťah (2.8), ktorý je lomená funkcia ($1/x$ - hyperbola).

Obvod som ďalej podrobil simulácií na zistenie celkového harmonického skreslenia THD.

Pri preladovaní sa v simuláciách vyskytovali dva problémy, ktorými boli celkové harmonické skreslenie THD a zmena výstupnej úrovne. Pre použitú frekvenciu 551 Hz je THD približujúce sa hodnote 3,24%, ktoré je určené prvými desiatimi harmonickými zložkami vo výstupnom signály. Najviac zavažujú 2. a 3. harmonická zložka. Vyššie harmonické zložky sú zanedbateľné. Do skreslenia pravdepodobne navyše prispieva nelinearita diód v spätnej väzbe a taktiež hodnota použitého zosilnenia. Pri veľmi veľkom zosilnení má nábeh harmonického signálu veľkú strmosť, podľa vzťahu (2.11). Takýto výsledný signál sa blíži k pravouhlému signálu. Pri návrhu som sa snažil dodržať maximálny limit $THD = 2\%$. Skreslenie sa dá korigovať hodnotami odporov v limitéry.

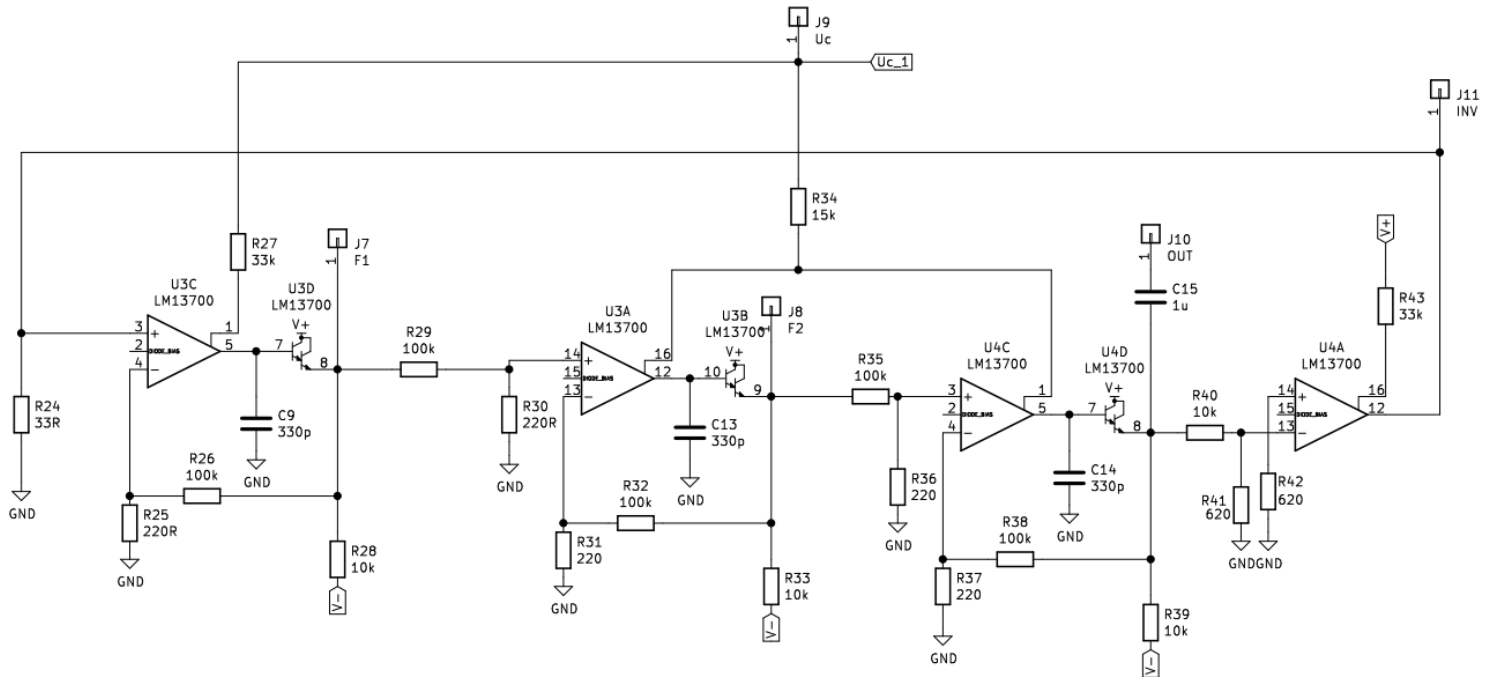
Experimentálne overenie simulácií

V praktickom experimente som výsledky dosiahnuté v simuláciách podrobil reálnym meraniam. Pomocou osciloskopu som zmeral časové priebehy v jednotlivých uzloch prípravku a taktiež som meral frekvenčné spektrum výstupného signálu pomocou funkcie FFT. Použité hodnoty pasívnych súčiastok, ako aj integrovaného obvodu sú rovnaké ako simulácií

2.2.2 Zapojenie s OTA

Analýza tohto zapojenia sa taktiež opiera o principiálne zapojenie na **Obr. 1-4**

Toto zapojenie [1] zachováva princíp posuvu fáze, ale pasívne dvojbrany sú nahradené aktívnymi stratovými integrátormi tvorenými pomocou OTA. Táto varianta je zvolená pre demonštráciu plynulého preladovania frekvencie za pomocou napätia. Táto vlastnosť vyplýva z možnosti regulácie g_m u použitých OTA. Pre demonštračné účely je použitý integrovaný obvod LM13700[9], ktorý v sebe zahrňuje dva transkonduktory, ktoré majú posilnené výstupy Darlingtonovými zosilňovačmi. Schéma zapojenia s OTA je na **Obr. 2-4**. Ako aj v predchádzajúcom prípade, je potrebné riešiť stabilizáciu amplitúdy. V tomto prípade ju zabezpečuje samotný OTA. Stabilizácia je vyriešená nelinearitou OTA **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.**, preto nie sú potrebné ďalšie špeciálne obvody na stabilizáciu amplitúdy.



Obr. 2-4 Schéma zapojenia oscilátoru s OTA

Návrh obvodu je prebratý zo skript laboratórnych cvičení z predmetu Teória elektornických obvodov (MTEO).

Rovnako, ako aj v predchádzajúcom prípade, aj teraz vychádzam z charakteristickej rovnice obvodu, z ktorej je potrebné zistiť, za akých podmienok oscilátor bude kmitať. S dôvodu obmedzenia napäťovej úrovne, nakoľko dynamika vstupu je do značnej miery obmedzená, musia byť na vstupoch OTA napäťový delič, ktorý znižuje úroveň výstupného signálu. Túto stratu signálu treba nejako kompenzovať, aby deliče príliš neovplyvnili podmienky kmitania. Túto kompenzáciu robí nastavenia zosilnenia v spätnej väzbe OTA. Po pridaní týchto súčiastok, ktorých členy sa prejavujú v charakteristickej rovnici, sa výpočty skomplikujú. Preto, pre zjednodušenie zavediem prenos napäťového deliča na vstupoch OTA, pre ktorý platí:

$$K_D = \frac{R_B}{R_B + R_A} [-], \quad (2.12)$$

a pre delič nastavujúci zosilnenie ako K_A :

$$K_A = \frac{R_f + R_g}{R_g} [-]. \quad (2.13)$$

Teraz môžeme napísať vzťah pre prenos integrátoru so vstupným deličom:

$$K_{intgr1}(s) = K_D \cdot \frac{g_m \cdot K_A}{sC + g_m \cdot K_A} [-] \quad (2.14)$$

A analogicky, bez vstupného deliča:

$$K_{intgr2}(s) = \frac{g_m \cdot K_A}{sC + g_m \cdot K_A} [-] \quad (2.15)$$

Pri návrhu taktiež počítam so zhodnými hodnotami kondenzátorov. Pri nastavení určitého útlmu na vstupe integrátorov sa tento útlm kompenzuje prevrátenou hodnotou útlmu, z čoho vychádza, že hodnoty rezistorov $R_F = R_A$ a $R_B = R_G$, v deličoch sú tiež rovnaké. Z uvedeného môžeme zaviesť nasledujúcu substitúciu vzťahov (2.12) a (2.13)

$$\frac{1}{K_D} = K_A = \alpha [-], \quad (2.16)$$

kde α označuje zástupný symbol pre ľahšie odvodenie.

Toto nahradenie symbolom α prenosy deličov zjednoduší a sprehl'adní ďalšie odvodzovanie vzťahov a vzťahy (2.14) a (2.15) môžeme prepísať do nasledovnej podoby

$$K_{int1} = \frac{1}{\alpha} \cdot \frac{g_m \cdot \alpha}{sC + g_m \cdot \alpha} = \frac{g_m}{sC + g_m \cdot \alpha}, \quad (2.17)$$

$$K_{int2} = \frac{g_m \cdot \alpha}{sC + g_m \cdot \alpha} \quad (2.18)$$

Taktiež nahradíme napäťový prenos deliča na vstupe invertora označením δ :

$$\delta = \frac{R_d}{R_d + R_c} [-] \quad (2.19)$$

Prenosy jednotlivých článkov zapojených do kaskády sa vynásobia a menovateľ Blackovho vzťahu sa opäť položí rovný 0:

$$1 - \frac{g_{m1}}{sC + g_{m1} \cdot \alpha} \cdot \frac{g_{m2}}{sC + g_{m2} \cdot \alpha} \cdot \frac{g_{m3} \cdot \alpha}{sC + g_{m3} \cdot \alpha} \cdot \delta g_{m4} R = 0. \quad (2.20)$$

Rovnicu prevediem na spoločného menovateľa a následne, ako aj v predchádzajúcom prípade urobíme substitúciu ($s=j\omega$). Po uvážení $g_{m1} = g_{m2} = g_{m3} = g_m$, čo znamená, že integrátory sú ladené v súbehu **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov.**, prechádza charakteristická rovnica do tvaru

$$(j\omega)^3 C^3 \alpha^3 + (j\omega)^2 C^2 \alpha^2 3g_m + j\omega C \alpha 3g_m^2 + g_m^3 (1 + \alpha \delta g_{m4} R) = 0 \quad (2.21)$$

Vznikne komplexná rovnica z ktorej sa opäť dajú odseparovať od seba reálna a imaginárna časť. Následne sú odvodené vzorce pre oscilačnú frekvencie z imaginárnej časti

$$f_0 = \frac{g_m \sqrt{3}}{2\pi C\alpha} [Hz], \quad (2.22)$$

a po dosadení vzťahu (2.22) do reálnej časti rovnice dostávame aj rovnicu pre amplitúdovú podmienku

$$g_{m4} \delta\alpha R + 1 = 9. \quad (2.23)$$

Z rovnice (2.23) vyjadrím vzťah pre minimálne g_{m4} , ktoré je potrebné, aby sa oscilátor rozkmital:

$$\begin{aligned} g_{m4} &= \frac{8}{\delta\alpha R} = \frac{8}{\frac{R_d}{R_d + R_c} \cdot \frac{R_f + R_g}{R_g} \cdot R} = \\ &= \frac{8}{\frac{620}{620 + 10 \cdot 10^3} \cdot \frac{100 \cdot 10^3 + 220}{220} \cdot 33} = \\ &= 9,115 \text{ mS} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Oscilačná frekvencia sa dá vypočítať podľa približného vzťahu uvedeného v [1]:

$$f_0 \approx \frac{19,2 \left(\frac{U_c + U_{cc} - 1,4}{R_{m1}} \right) \sqrt{3}}{2\pi C\alpha} \quad (2.25)$$

$$f_0 \approx \frac{19,2 \left(\frac{10 + 15 - 1,4}{33000} \right) \sqrt{3}}{2\pi \cdot 330 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{100000 + 220}{220}} = 25178 \text{ Hz}$$

2.2.3 Fázovací článok

Fázovací článok bude v prípravku ako samostatný blok odvodený z **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov..** Základom bude stratový integrátor s OTA a operačný zosilňovač. Funkciou článku bude posúvať fázu vstupného signálu o určitý uhol, pričom jeho amplitúda by mala byť konštantná **Chyba! Nenašiel sa žiaden zdroj odkazov..**

Na vstupe OTA je delič zložený z rezistorov R_3 a R_4 , ktoré znižujú vstupnú úroveň signálu. V rovnici prenosu je označený ako K_{in} . Je to potrebné rovnako, ako aj v predchádzajúcom zapojení oscilátoru, z dôvodu malej dynamiky OTA. Rezistory R_1 a R_2 nastavujú zosilnenie výstupného signálu a delič R_5 a R_6 označený K_{FB} tvorí spätnú

väzbu článku, ktorou sa kompenzuje strata vstupného deliča. Schéma zapojenia je na Obr. 2-5. Hodnoty rezistorov deličov sú podobné ako z predchádzajúceho zapojenia, avšak , deliaci pomer sa o trochu zvýšil na hodnotu 1:100. Vyplynulo to z procesu odlaďovania v simulačnom programe.

Napäťový prenos je prebraný pomocou programu SNAP a má tvar:

$$Ku(s) = \frac{g_m R_2 K_{in} + g_m R_1 K_{in} - s(R_1 C_1)}{g_m R_2 K_{FB} + g_m R_1 K_{FB} + s(R_2 C_1)} [-] . \quad (2.26)$$

Po substitúcií $s = j\omega$ môžeme prenosovú funkciu vyjadriť podľa vzťahu (1.7).

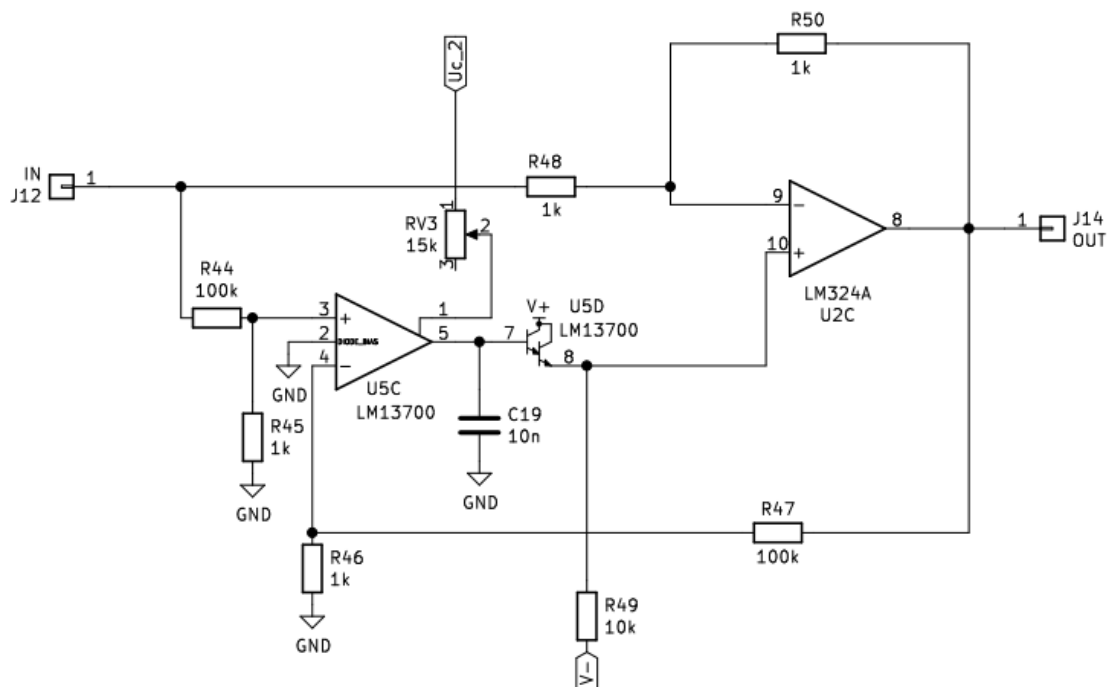
Imaginárna časť prenosu nám dáva vzorec pre fázový posun:

$$\phi_{AF} = -2 \arctg\left(\frac{\omega R C}{g_m R \alpha}\right) [^\circ], \quad (2.27)$$

kde R je hodnota odporov spätnej väzby invertora R_{50} a R_{48} , ktoré sú zhodné ($1\text{ K}\Omega$) a α je zjednodušujúci člen napäťových deličov K_{in} (R_{44} a R_{45}) a K_{FB} (R_{46} a R_{47}), ktorý rovnako ako pri oscilátore s OTA, slúži na zjednodušenie odvodzovania.

Pri experimentálnom overovaní tohoto zapojenia bolo použité nižšie napájacie napätie (+12V a -11V) z ATX zdroja, z dôvodu domáceho testovania.

Jako je vidieť na Obr. 2-5. Jako invertor je tu použitý operačný zesilňovač LM324A.



Obr. 2-5 Schéma fázovacieho článku

3. ZÁVER

V tejto semestrálnej práci som sa venoval návrhu laboratórneho prípravku oscilátorov s postupne posúvanou fázou. Návrh sa zakladal na teoretických poznatkoch z oblasti oscilátorov. Pri zapojení oscilátorov som vychádzaj z charakteristickej rovnice obvodu, z ktorej som odvodil vzťahy pre oscilačnú podmienku a frekvenciu oscilácií.

Pri oscilátore s OZ boli hodnoty pasívnych súčiastok zvolené tak, aby bol rozsah frekvencií od 275 Hz do cca 9100Hz ako je vidieť z ladiacej charakteristiky na Obr. 3-4, pretože na vyšších frekvenciách boli oscilácie značne skreslené, čo sa prejavovalo už aj na hornej hranici tohto rozsahu, ako ukazuje Obr. 3-12. Tento oscilátor bol náchylný aj na zmenu úrovne výstupného napätia pri preladovaní, ako ukazuje Obr. 3-8, aj keď v simulácia v tomto ohľade vyzerala podstatne lepšie, čo ukazuje Obr. 3-9. Rovnaké správanie oscilátoru bolo aj analýze THD, kde experimentálne hodnoty THD dosiahli až 15% pri maximálnej frekvencií (Obr. 3-12), čo je o 10% viac ako simulácií (Obr. 3-13). Tento rozdiel je pravdepodobne spôsobený nedokonalosťami modelov v simulátore, ako sú parazitné kapacity a taktiež nelinearitami diód v spätnej väzbe invertora. Dost' výrazný podiel na tom môže mať aj nedokonalá optimalizácia hodnôt odporov v limitéry a zosilnení.

Analýza výrobných rozptylov ukázala, že tolerancia 1% u rezistorov a 5 až 10% u kondenzátorov (čo sú bežné hodnoty tolerancií) vypočítaná frekvencia oscilátoru naladená na 551 Hz takmer spadá do rozmedzia 552 Hz až 558 Hz, ktoré malo najväčšiu početnosť.

V zapojení s OTA boli dosiahnuté lepšie výsledky, nakoľko toto zapojenie bolo odladene a už používané v laboratórnych úlohách predmetu MTEO. Ladiace charakteristiky zo simulácií Obr. 3-7 a experimentu Obr. 3-6 ukazujú, závislosť na riadiacom napätí je lineárna, čo je oproti oscilátoru s OZ praktickejšie z hľadiska preladovania (hyperbolická závislosť frekvencie na RC pri OZ). Oscilátor si držal takmer konštantnú závislosť THD na frekvencií v celom rozsahu preladenia, okolo 2%, pre porovnanie na Obr. 3-14. Výstupná úroveň nekolísala toľko ako v zapojení s OZ, ale držala sa okolo hranice 1,8V amplitúdy výstupného signálu, čo ukazuje Obr. 3-10.

V zapojení fázovacieho článku sa dosiahnuté výsledky simulácie zhodovali s experimentálnymi výsledkami. Potvrďuje to fázová charakteristiky na Obr. 3-15 a Obr. 3-16, kde sa fáza výstupného signálu mení vo frekvenčnom rozsahu 100Hz – 8 KHz, od -27° do -180° . Závislosť posuvu fáze od riadiaceho napätia taktiež korešpondovala s experimentom, pričom sa pri nízkych riadiacich napätiach, resp. vyšších frekvenciách prejavovalo na výstupnom signále záporné offsetové napätie a pri hranici napájacieho napätia výstupný signál úplne zanikol.

LITERATURA

- [1] PETRŽELA, Jiří, Roman ŠOTNER a Josef SLEZÁK. *Laboratorní cvičení kurzu teorie elektronických obvodů*. 13. Brno, 2016.
- [2] Pipat Prommee & Kobchai Dejhan (2002) An integrable electronic-controlled quadrature sinusoidal oscillator using CMOS operational transconductance amplifier, *International Journal of Electronics*, 89:5, 365-379, DOI: [10.1080/713810385](https://doi.org/10.1080/713810385)
- [3] DOSTÁL, Tomáš. *Elektrické filtry*. 2. Brno, 2007, 134 s.
- [4] DOSTÁL, Tomáš a Lubomír BRANČÍK. *Analogové elektronické obvody*. 1. Brno, 2007.
- [5] KARTCI, Aslihan, et al. Phase shift keying modulator design employing electronically controllable all-pass sections. *Analog Integrated Circuits and Signal Processing* [online]. 2016, 89(3), 781-800 [cit. 2019-05-14]. DOI: 10.1007/s10470-016-0771-8. ISSN 0925-1030
- [6] *Electronics tutorials* [online]. [cit. 2019-12-13]. Dostupné z: <https://www.electronics-tutorials.ws>
- [7] ALLDATASHEET.COM [online]. [cit. 2021-21-5]. Dostupné z: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/242235/STMICROELECTRONICS/TL074.html>
- [8] ALLDATASHEET.COM [online]. [cit. 2021-21-5]. Dostupné z: <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/512331/FCI/1N4148.html>
- [9] ALLDATASHEET.COM [online]. [cit. 2021-22-5]. Dostupné z: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm13700.pdf?ts=1621713829917&ref_url=http%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fstore%252Fti%252Fen%252Fp%252Fproduct%252F%253Fp%253DLM13700N%252FNOPB%2526HQS%253Docb-tistore-inv-f-storeinv_ASC-inv-f-store-findchips-wwe

ZOZNAM SYMBOLOV A SKRATIEK

Skratky:

OZ	...	operačný zosilňovač
OTA	...	transkonduktor
THD	...	celkové harmonické skreslenie

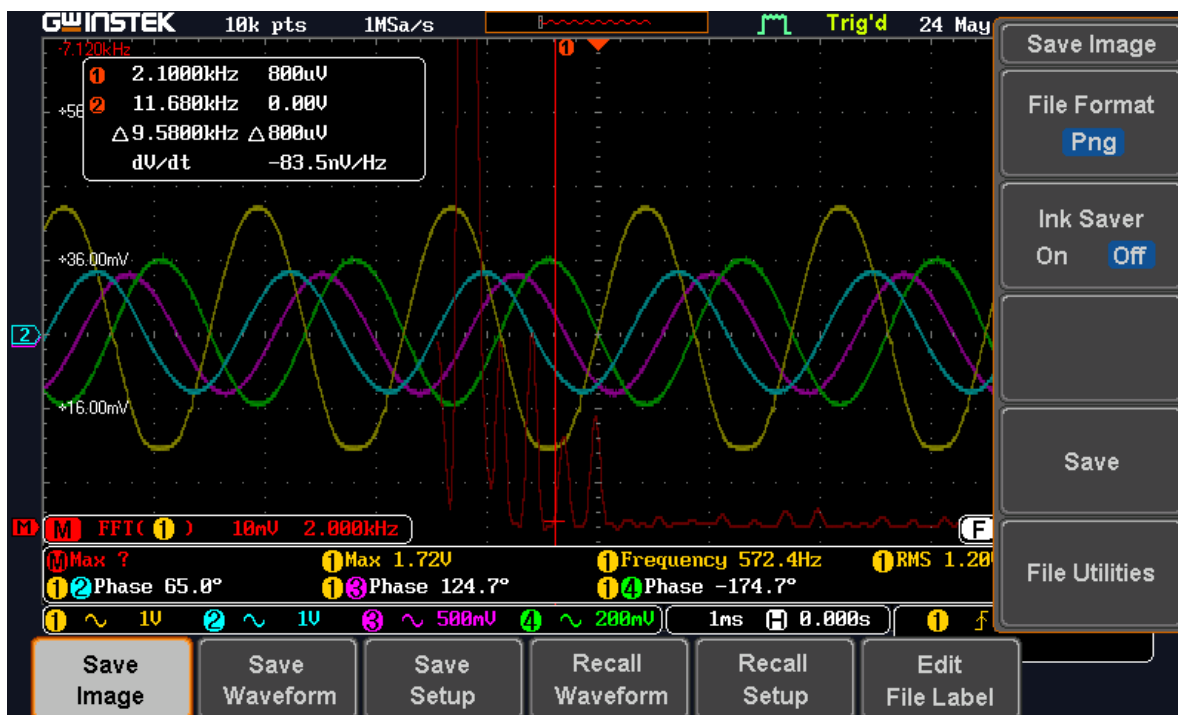
Symboly:

U_c	...	riadiace napätie	[V]
g_m	...	transkonduktancia	[S]
δ	...	prenos napäťového deliča na vstupe invertora	[-]
α	...	prenos napäťového deliča na vstupe OTA	[-]
I_{set}	...	nastavovací prúd transkonduktora	[A]
A	...	zosilnenie	[-]
Q	...	činiteľ akosti	[-]
f_0	...	oscilačná frekvencia	[Hz]
K_D	...	prenos vstupného deliča OTA	[-]
K_A	...	prenos zosilňovacieho deliča OTA	[-]
β	...	prenos spätnej väzby	[-]
A	...	zosilnenie	[-]

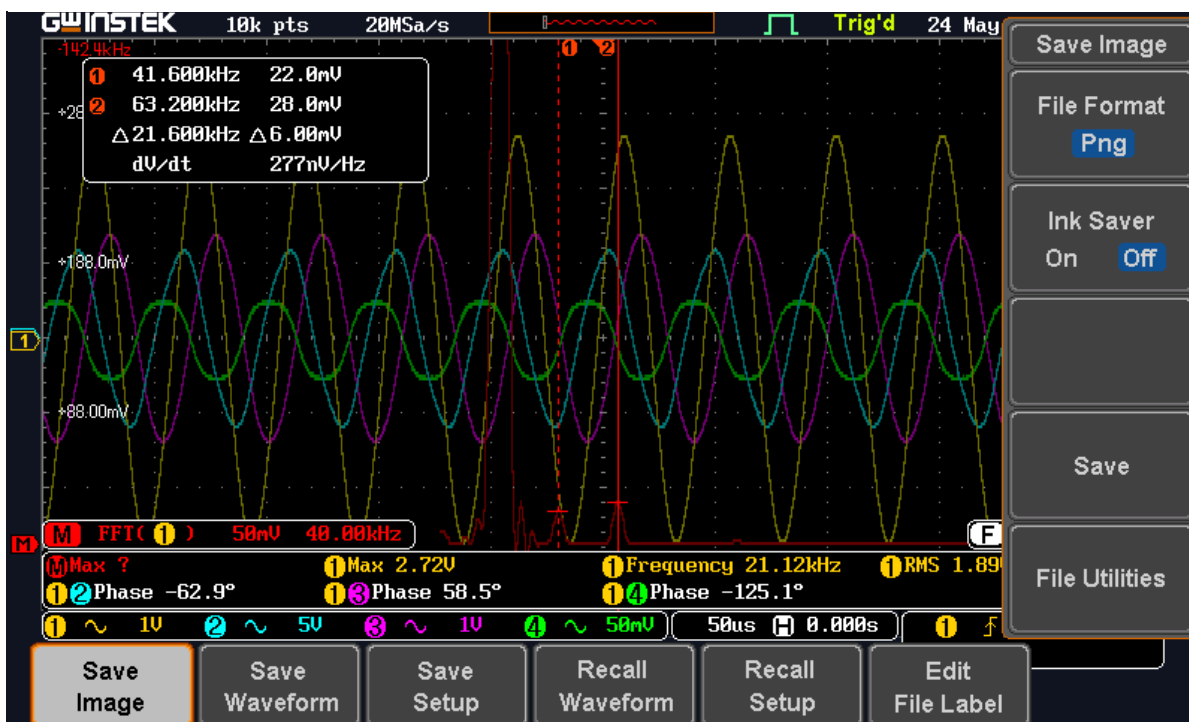
ZOZNAM PRÍLOH

PŘÍLOHA A - ČASOVÉ PRIEBEHY MERANÍ.....	29
PŘÍLOHA B - LADIACE CHARAKTERISTIKY OSCILÁTORU S OZ	31
PŘÍLOHA C - LADIACE CHARAKTERISTIKY OSCILÁTORU S OTA	32
PŘÍLOHA D - ZÁVISLOSŤ VÝSTUPNÝCH ÚROVNÍ OD FREKVENCÍ OSCILÁTORU S OZ	33
PŘÍLOHA E - ZÁVISLOSŤ VÝSTUPNÝCH ÚROVNÍ OD FREKVENCÍ OSCILÁTORU S OTA	34
PŘÍLOHA F - ZÁVISLOSŤ THD OD FREKVENCÍ OSCILÁTORU S OZ.....	35
PŘÍLOHA G - ZÁVISLOSŤ THD OD FREKVENCÍ OSCILÁTORU S OTA	36
PŘÍLOHA H - FÁZOVÉ CHARAKTERISTIKY FÁZOVACIEHO ČLÁNKU	37
PŘÍLOHA I - ZÁVISLOSŤ POSUVU FÁZE NA RIADIAKOM NAPĚTÍ	38
PŘÍLOHA J - ANALÝZA VÝROBNÝCH ROZPLTYLOV – SIMULÁCIA MONTE CARLO.....	39

Příloha A - Časové priebehy meraní

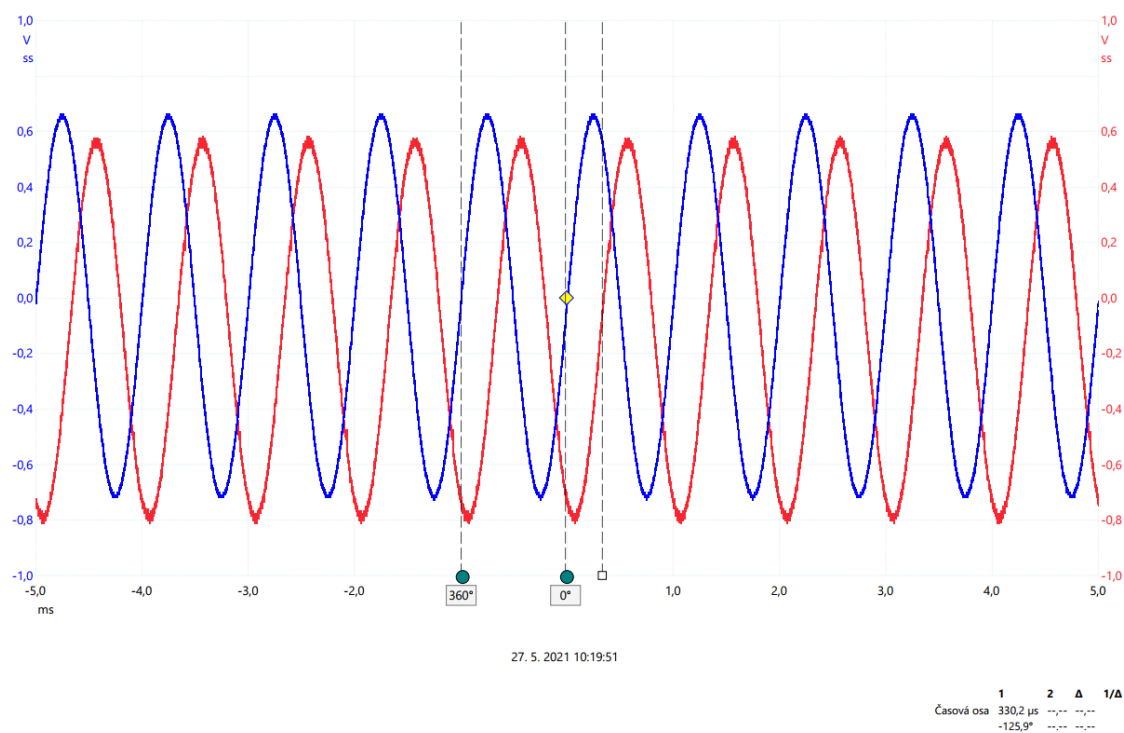


Obr. 3-2 Časový priebeh oscilátoru s OZ (žltá – OUT , modrá – F1, fialová – F2, zelená -F3 ,označenie podľa Obr. 2-3



Obr. 3-1 Časový priebeh oscilátoru s OTA(žltá – OUT , modrá – F1, fialová – F2, zelená - INV ,označenie podľa Obr. 2-4)

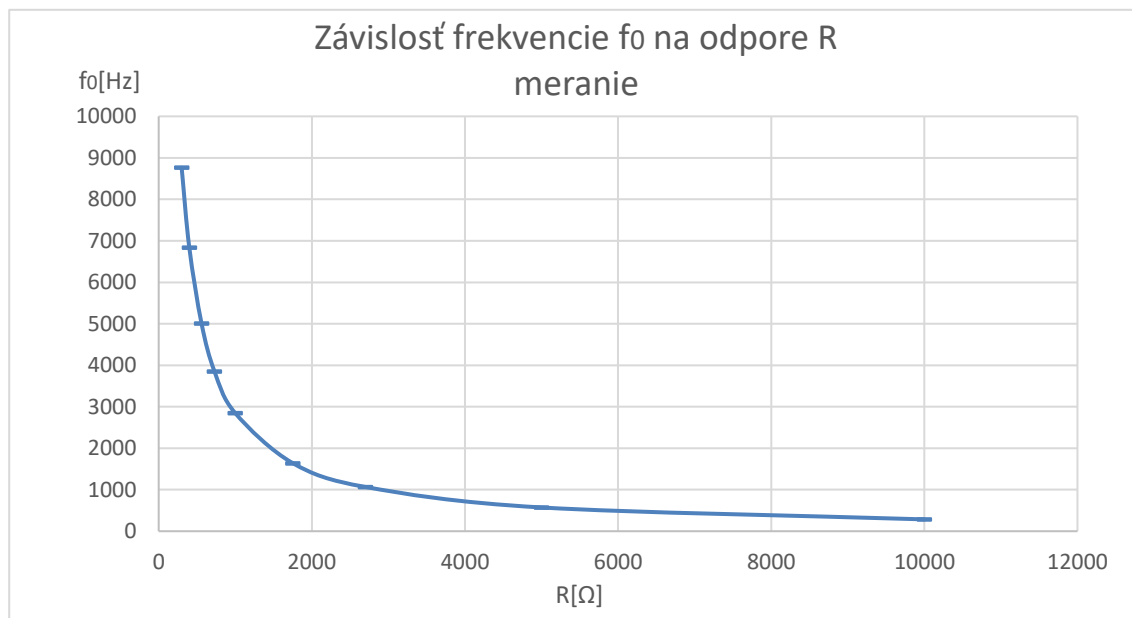
A.1 Fázovací článok



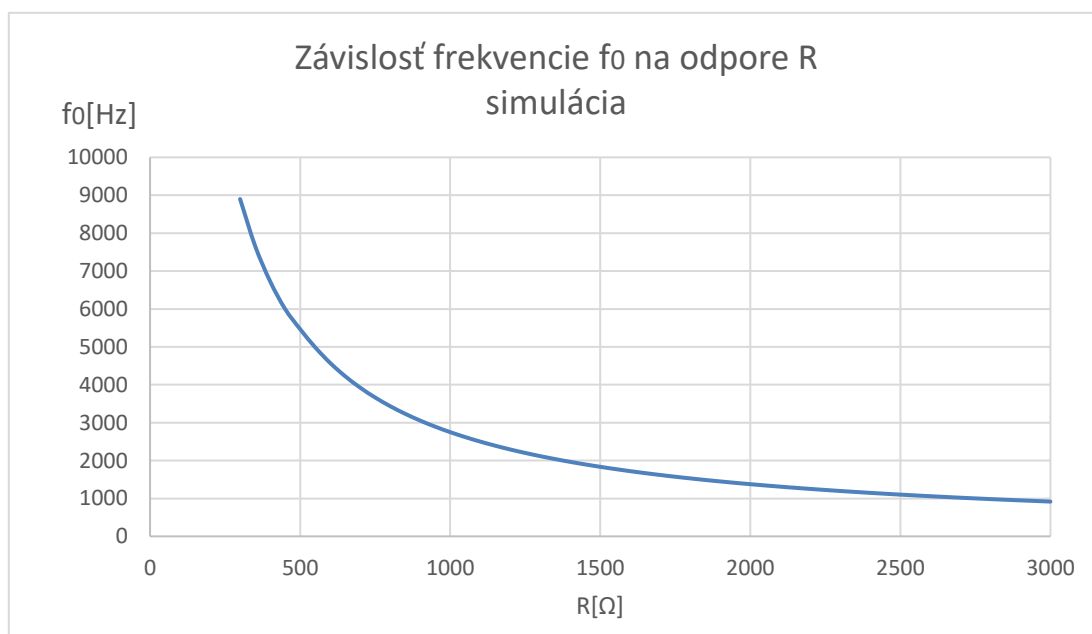
Obr. 3-3 Časový priebeh fázovacieho článku

($U_c = 0V$, $f_0 = 1KHz$, modrá – IN, červená – OUT, podľa Obr. 2-5)

Příloha B - Ladiace charakteristiky oscilátoru s OZ

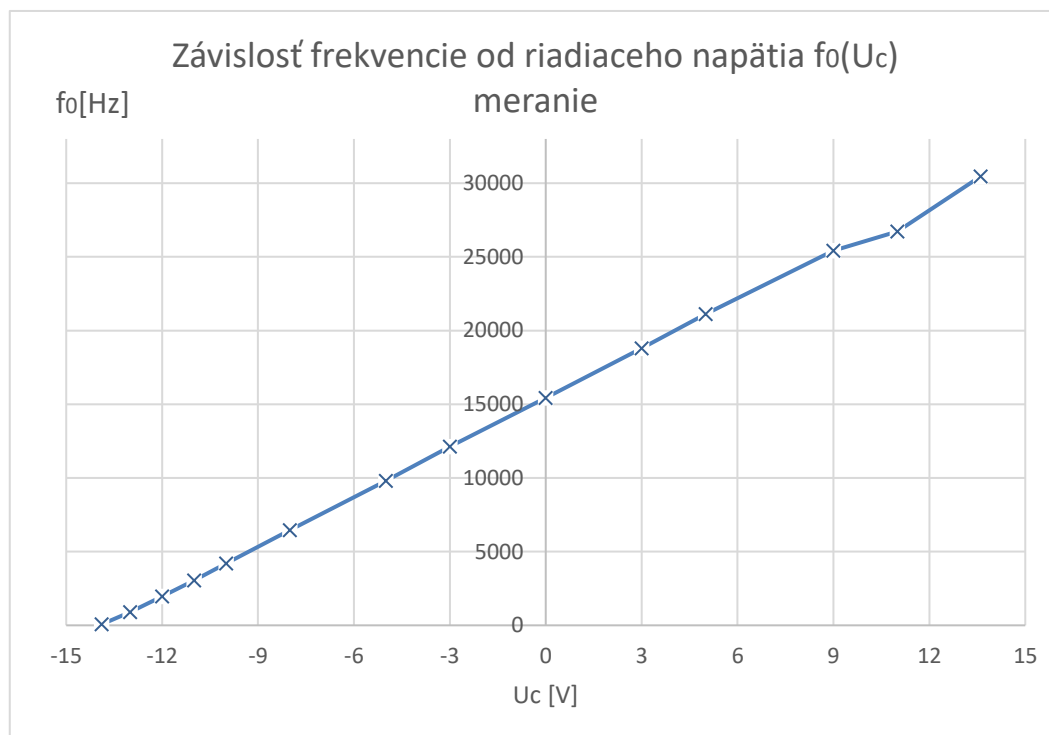


Obr. 3-4 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OZ – meraná

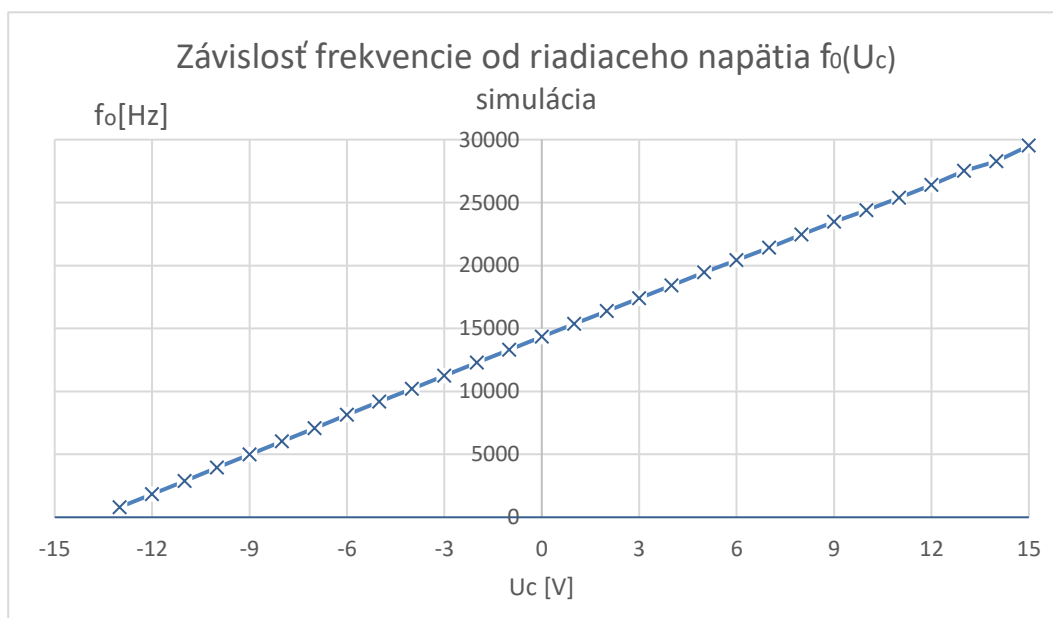


Obr. 3-5 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OZ – simulovaná

Příloha C - Ladiace charakteristiky oscilátoru s OTA

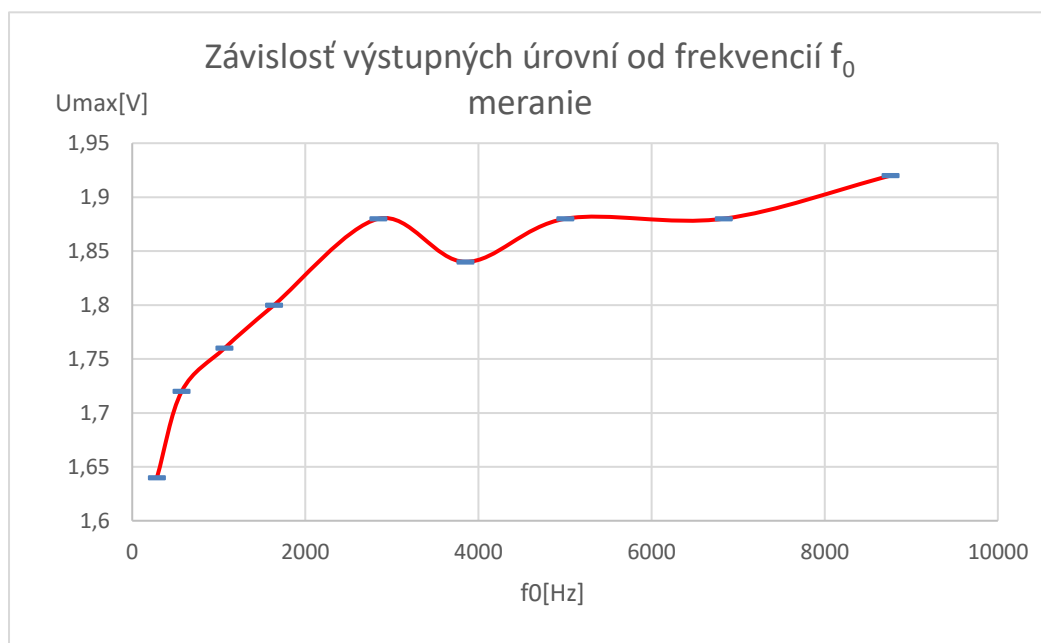


Obr. 3-6 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OTA – meraná

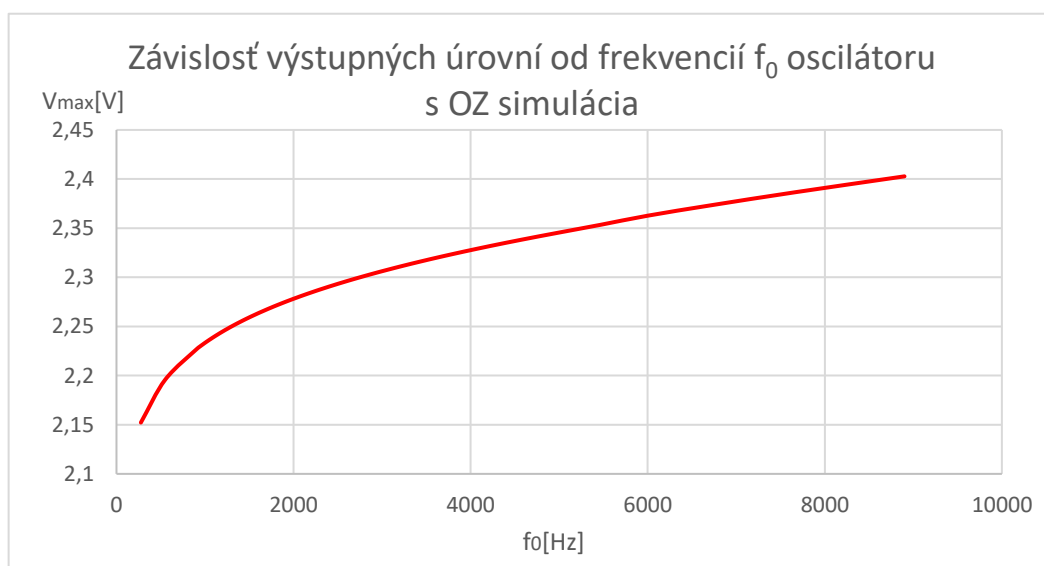


Obr. 3-7 Ladiaca charakteristika oscilátoru s OTA – simulovaná

Příloha D - Závislost' výstupných úrovní od frekvencií oscilátoru s OZ

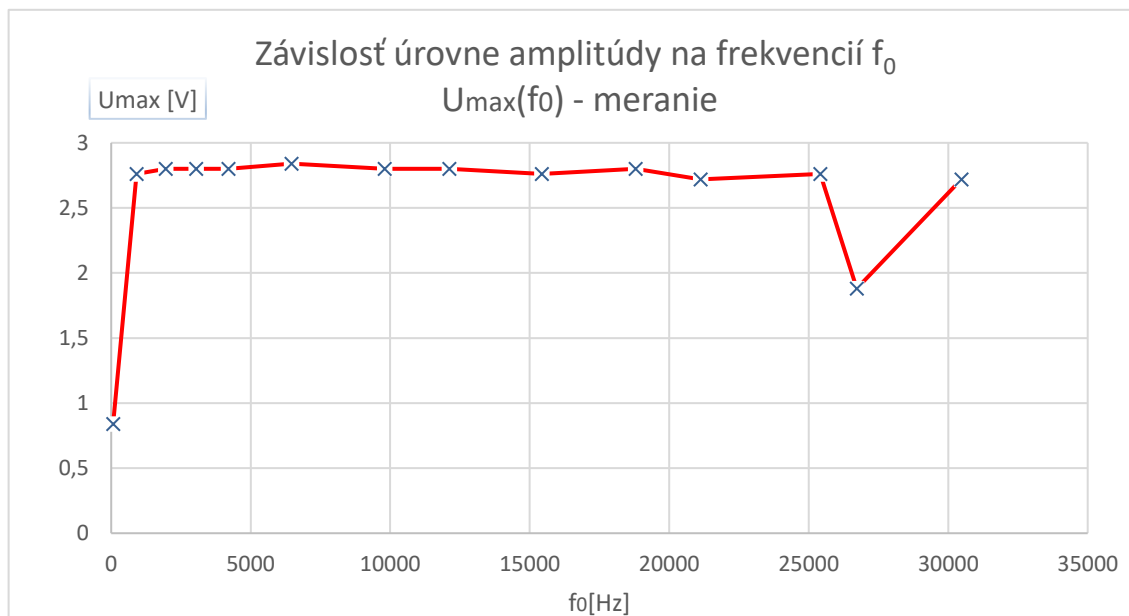


Obr. 3-8 Závislost' výstupných úrovní od frekvencie f_0 – meraná

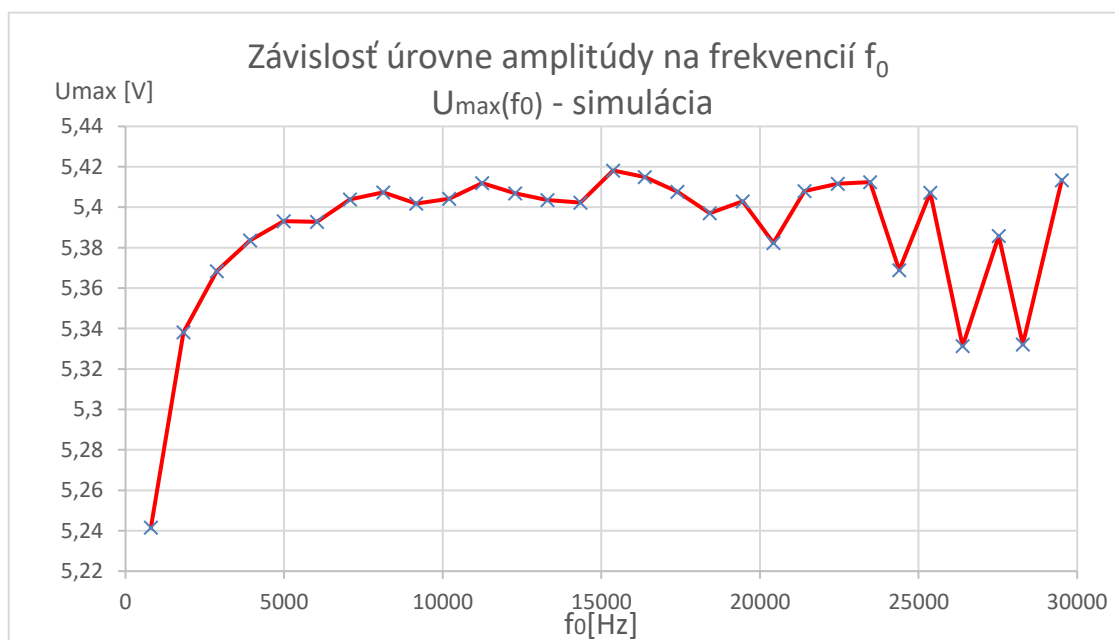


Obr. 3-9 Závislost' výstupných úrovní od frekvencie f_0 – simulovaná

Příloha E - Závislost' výstupných úrovní od frekvencií oscilátoru s OTA

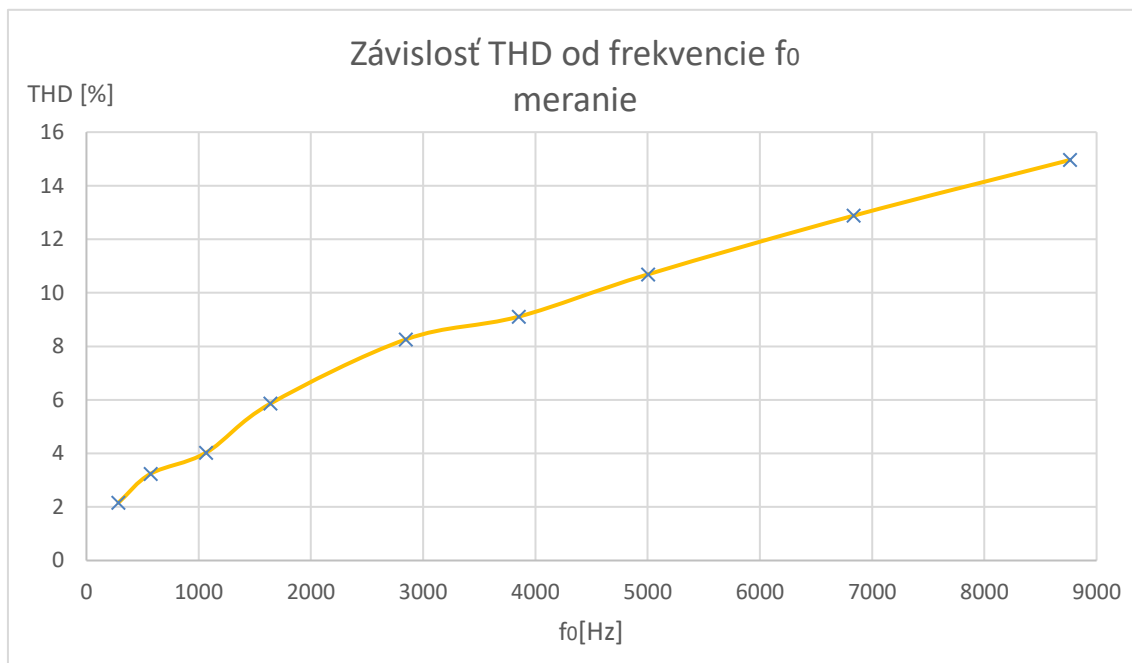


Obr. 3-10 Závislost' výstupných úrovní od frekvencie f_0 – meraná

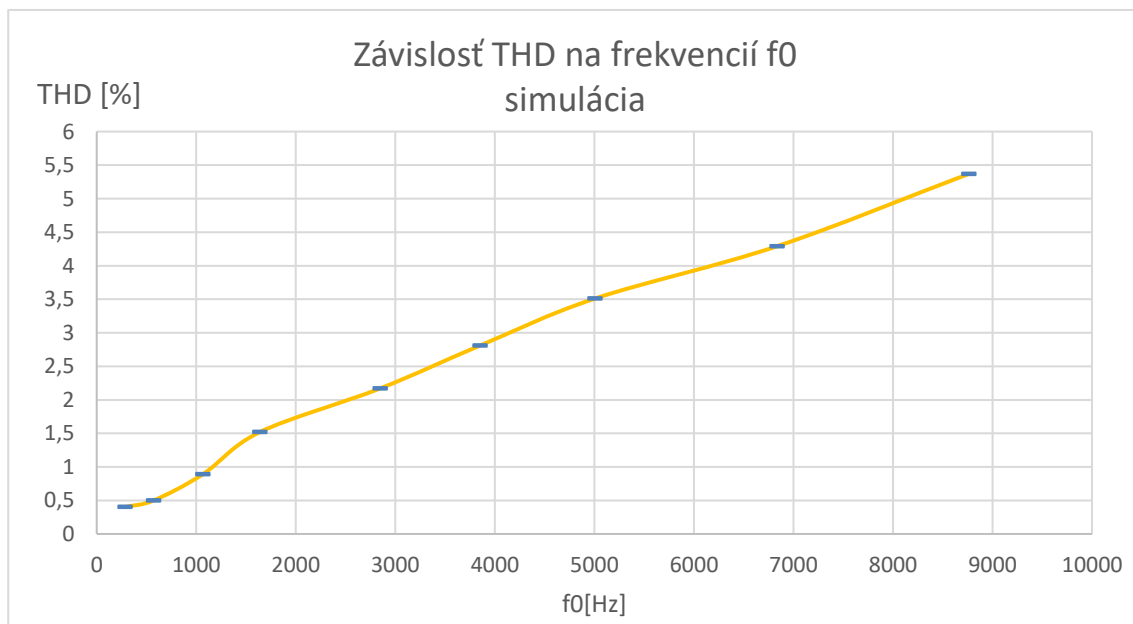


Obr. 3-11 Závislost' výstupných úrovní od frekvencie f_0 – simulovaná

Příloha F - Závislost' THD od frekvencií oscilátoru s OZ

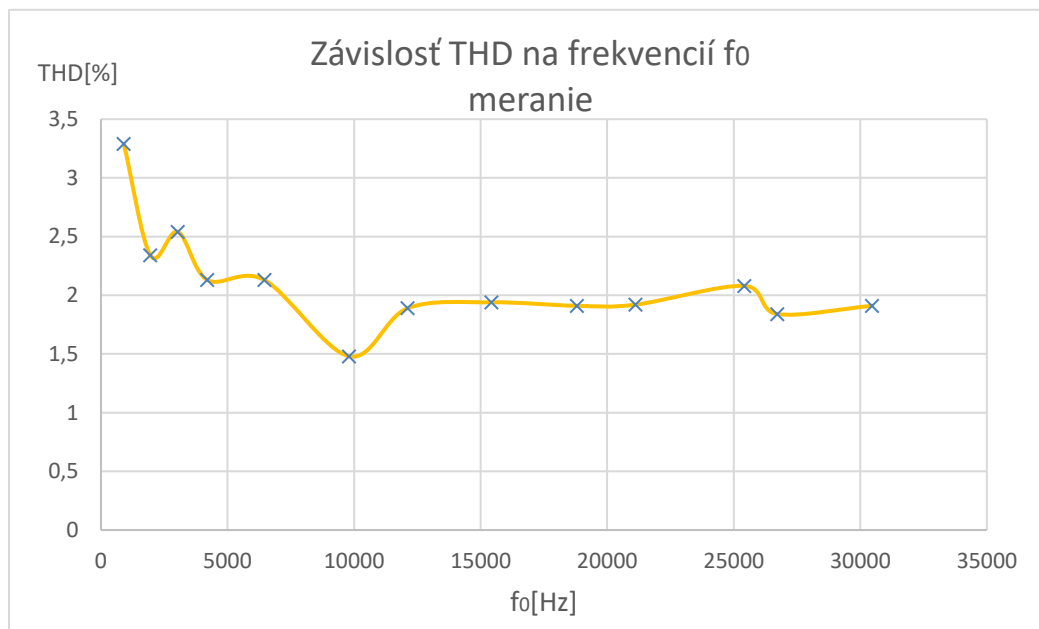


Obr. 3-12 Závislost' THD od frekvencie f_0 - meraná



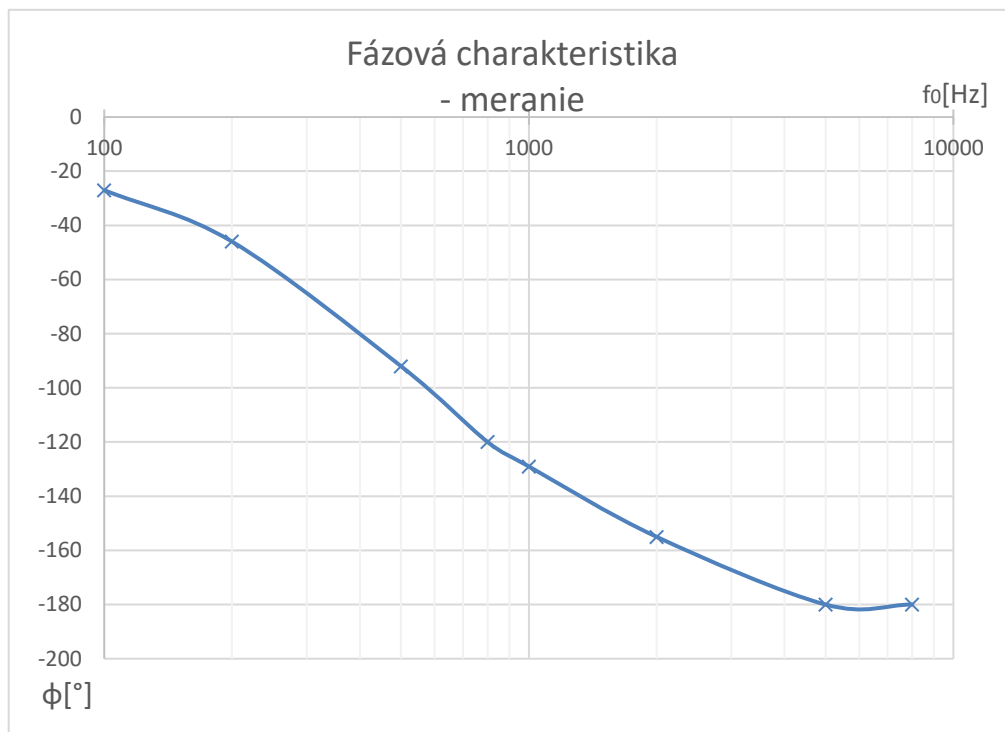
Obr. 3-13 Závislost' THD od frekvencie f_0 - simulovaná

Příloha G - Závislost' THD od frekvencií oscilátoru s OTA

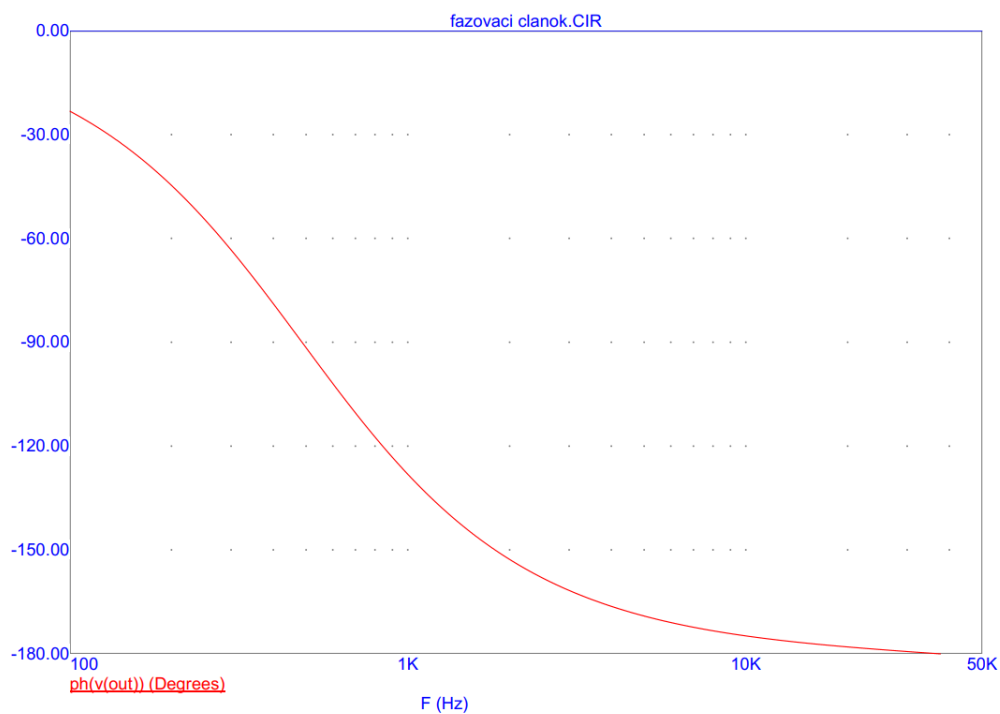


Obr. 3-14 Závislost' THD od frekvencie f_0

Příloha H - Fázové charakteristiky fázovacieho článku

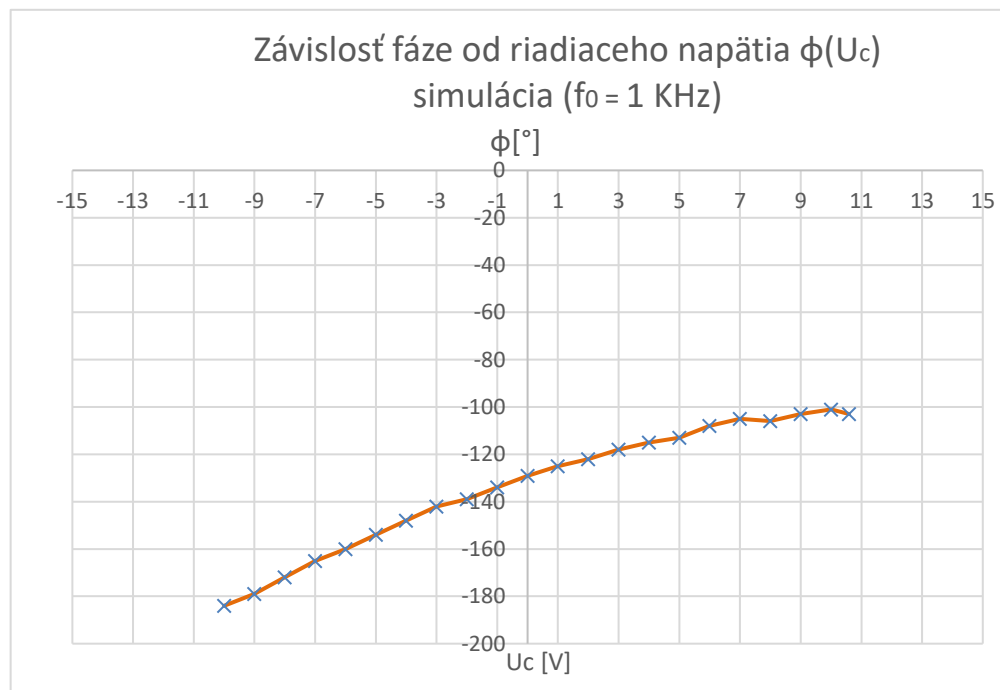


Obr. 3-15 Fázová charakteristika – meranie ($U_c = 0V$, $U_{in\ max}=1V$)

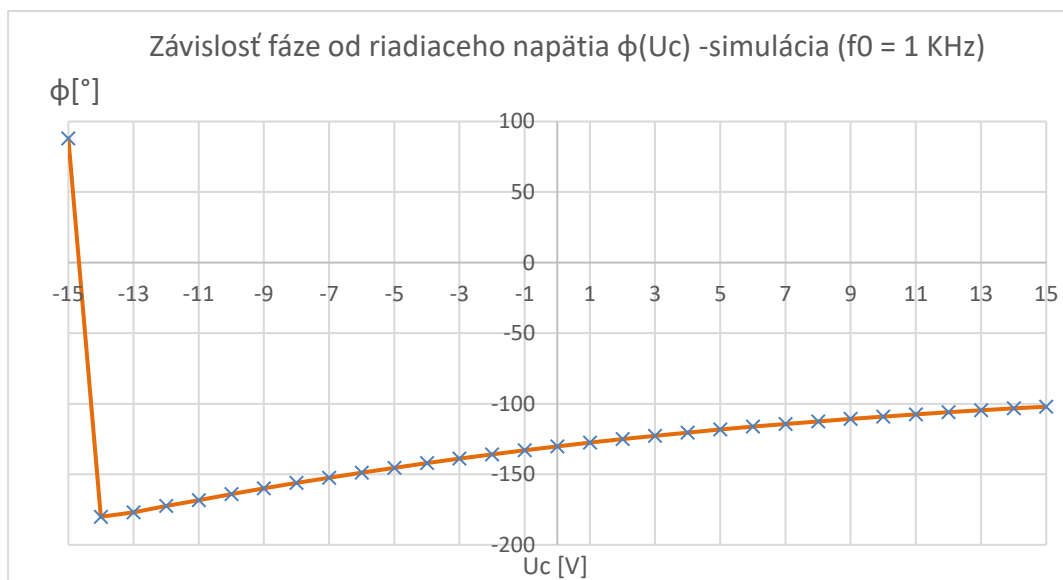


Obr. 3-16 Fázová charakteristika - simulácia ($U_c = 0V$, $U_{in\ max}=1V$)

Příloha I - Závislost' posuvu fáze na riadiacom napätí

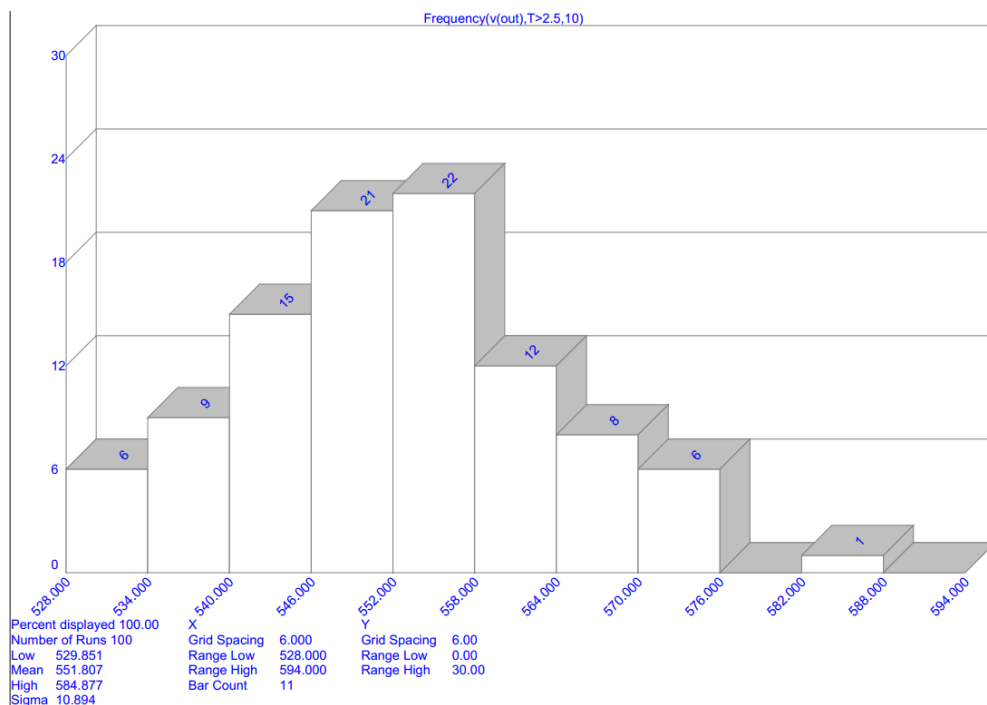


Obr. 3-17 Závislost' fáze výstupného signálu od riadiaceho napätia U_c

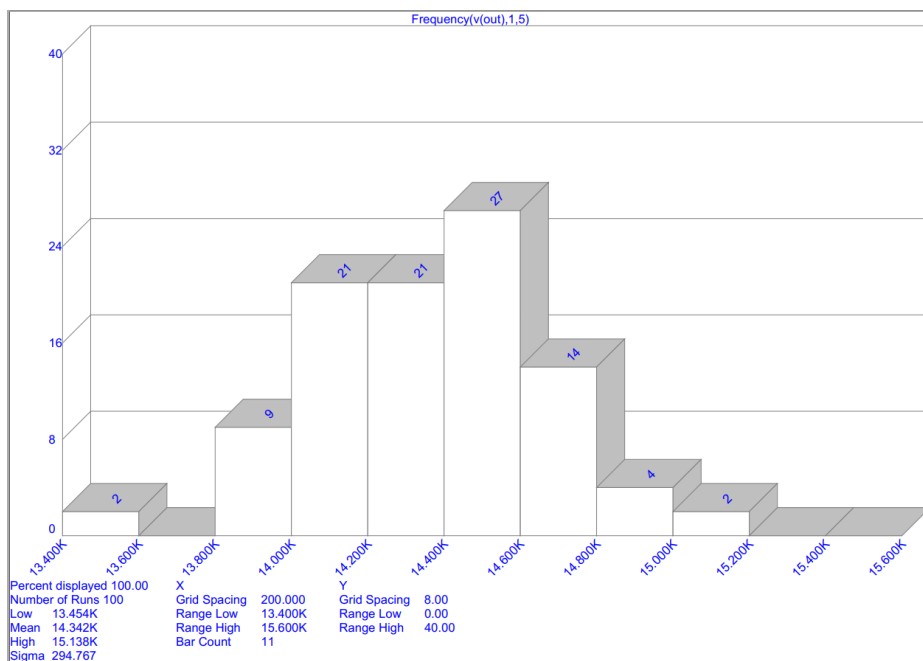


Obr. 3-18 Závislost' fáze výstupného signálu od riadiaceho napätia U_c

Příloha J - Analýza výrobních rozptylov – simulácia Monte carlo



Obr. 3-19 Tolerančná analýza oscilátoru s OZ



Obr. 3-20 Tolerančná analýza oscilátoru s OTA

